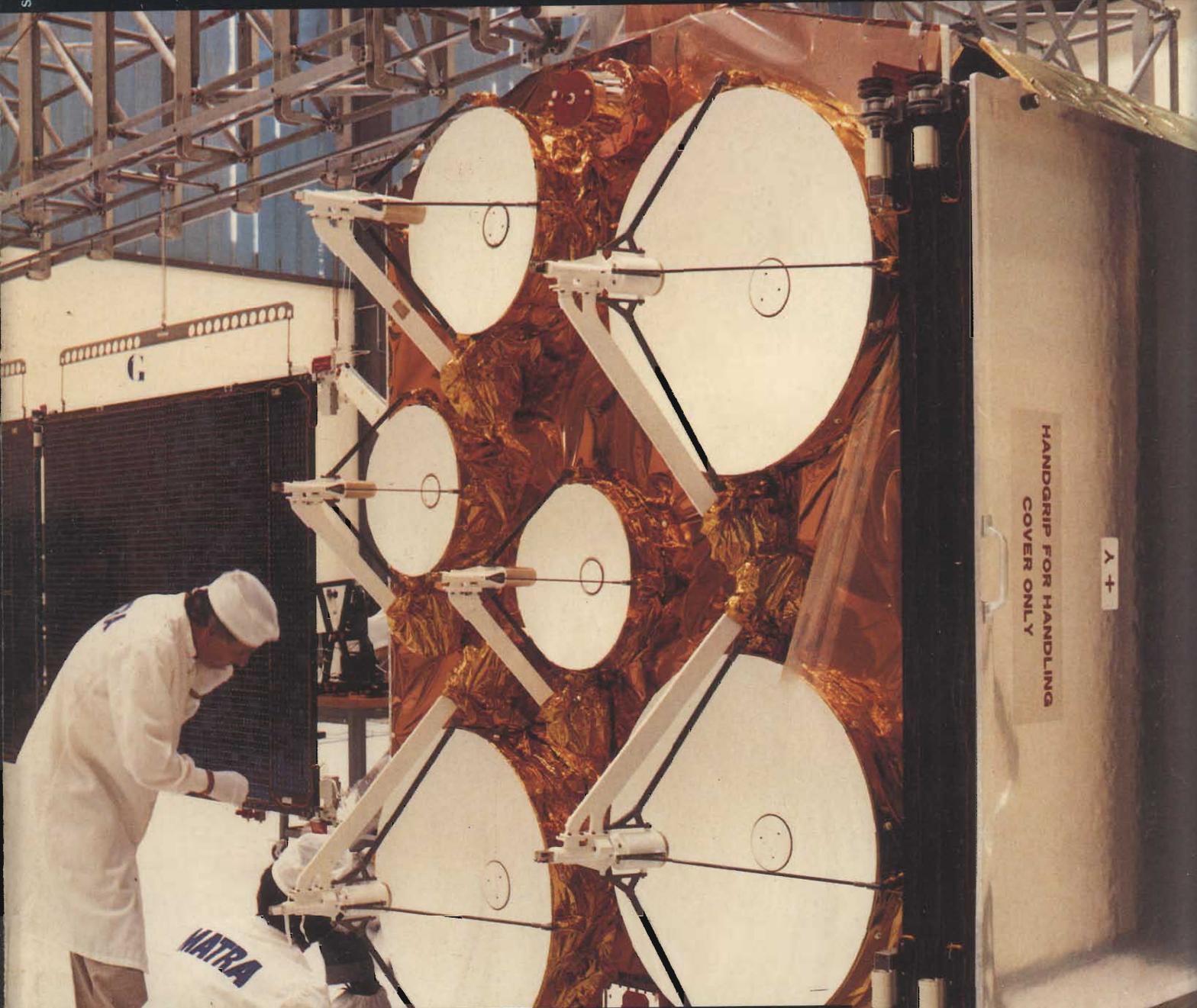
Spedizione in Abb. Postale Gruppo III/70

SELEZIONE DI TECNICHE ELETTRONICHE

Copia riservata agli Abbonati

3

MARZO 1984

L.3000

- SPECIALE: il televisore digitale
- Condensatore che alimenta CMOS
- Il computer di SELEZIONE
- Portatile Tv per personal computer

OPEN MASTER
EXTRA EFFICIENCY
dbx
TEAC X-1000 RBL
Tre motori in corrente continua.
Registrazione ed ascolto bidirezionale.
Sei testine.
Trascinamento del nastro a doppio capstan servocontrollato e assistito da micro-computer.
Risposta in frequenza: 30 ÷ 34.000 Hz
Sistema DBX incorporato.
Rapporto S/R: 100 dB (con DBX)
Compatibile con nastri EE (Extra Efficiency)
Ricerca automatica dei brani.
Ripetizione automatica di sezioni del nastro.
TEAC X-1000 R
TEAC®
A DIVISION OF GBC

EDITORE

DIRETTORE RESPONSABILE
Ruben Castelfranchi

DIRETTORE TECNICO
Lodovico Cascianini

COORDINATORE
Salvatore Lionetti

REDATTORE
Sergio Cirimbelli

FOTOGRAFIA
Luciano Galeazzi
Tommaso Merisio

PROGETTAZIONE ELETTRONICA
Angelo Cattaneo
Filippo Pipitone

CONTABILITA'
Claudia Montù
M. Grazia Sebastiani
Orietta Duroni

DIFFUSIONE E ABBONAMENTI
Pinuccia Bonini
Rosella Cirimbelli
Patrizia Ghioni
Giovanna Quarti

COLLABORATORI
Paolo Bozzola
Ennio De Lorenzo
Fabio Ghersel
Vincenzo Parenti
Maurizio Morini
Oscar Prelz
Sergio Saporiti
Edoardo Romano

PUBBLICITA'
Concessionario per l'Italia e l'Estero
SAVIX S.r.l.
Tel. (02) 6123397

Concessionario per USA e Canada:
International Media
Marketing 16704 Marquardt
Avenue P.O. Box 1217 Cerritos,
CA 90701 (213) 926-9552

DIREZIONE, REDAZIONE, AMMINISTRAZIONE
Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo - Milano
Tel. (02) 61.72.671 - 61.72.641

SEDE LEGALE
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
Autorizzazione alla pubblicazione
Trib. di Monza n. 239 del 17.11.73

FOTOCOMPOSIZIONE
Lineacomp s.r.l.
Via Rosellini, 12 - 20124 Milano

STAMPA
Gemm Grafica s.r.l.
Via Magretti - Paderno Dugnano (Mi)

DIFFUSIONE
Concessionario esclusivo
per l'Italia e l'Estero:
SODIP - Via Zuretti, 25 - 20125 Milano
V. Serpieri, 11/5 - 00197 Roma

Spediz. in abbon. post. gruppo III/70

Prezzo della Rivista L. 3.000
Numero arretrato L. 4.000

Abbonamento annuo L. 29.000
Per l'estero L. 49.000

I versamenti vanno indirizzati a:
JCE
Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo - Milano
mediante l'emissione di assegno circolare cartolina vaglia o utilizzando il c/c postale numero 315275

Per i cambi d'indirizzo allegare alla comunicazione l'importo di L. 500, anche in francobolli, e indicare insieme al nuovo anche il vecchio indirizzo.

Mensile associato all'USPI
Unione Stampa
Periodica Italiana

In copertina:
Operazioni preparatorie di controllo delle apparecchiature a bordo del satellite per telecomunicazioni europeo ECS-1. Questo satellite è stato messo in orbita dal razzo Ariane. (Foto ESA - Archivio RO.VE.R).

Sommario

MARZO 1984

Un compatto Sony TVC-VTR

Un sistema portatile composto da un televisore a colori da 6" e da un videoregistratore è stato presentato dalla Sony che lo ha immesso sul mercato a 395.000 yen (circa 2.700.000 lire), seguita dalla Matsushita che ha presentato una soluzione con televisore a colori di 14" e con un videoregistratore VHS. Il prezzo di questo sistema portatile si aggira sui 290.000 yen (2 milioni di lire circa).

Un compatto video molto promettente

La JVC ha avviato la produzione di un videoregistratore con telecamera incorporata particolarmente compatto e leggero (1,9 kg).
La produzione mensile è di 30.000 pezzi, due terzi dei quali per l'export. In Europa i primi esemplari sono previsti per l'autunno. Il prezzo indicativo è di 1.200 dollari, inferiore a quello medio dei sistemi VCR/telecamera da 8 mm annunciati da Philips e Kodak che è di circa 1.600 dollari. L'aspetto significativo del GR-C1, così si chiama, è la compatibilità con il formato VHS, che è il più diffuso VTR su scala internazionale.

I satelliti della telediffusione

Un primo censimento ha quantificato in oltre 10 il numero di satelliti per telediffusione diretta in fase di sviluppo. L'unità già in funzione è l'Anik C2 canadese, lanciato nel giugno 1983. Ha 16 canali e una potenza di 15 W. Per quest'anno è previsto il lancio del sistema BS2 giapponese formato da 2 satelliti. Nel 1985 sono previsti i lanci del TV-Sat tedesco e del Tdf 1 francese con una potenza di 230 W ciascuno. Oltre a problemi tecnici i ritardi nella messa in orbita si spiegano anche con l'attesa di riduzioni nei costi che riguardano sia il lancio e il funzionamento del satellite (per la concorrenza principalmente fra "lanciatori") sia la trasmissione.

Prestel si rinnova

Il British Telecom ha investito, a tutt'oggi, circa 50 milioni di sterline (più di 120 miliardi di lire) per sviluppare Prestel, la rete pubblica inglese di videotex. Tale mole di investimento, comunque, non è bastata a portare il servizio alla soglia del rendimento che, se tutto andrà bene, verrà raggiunto solamente nel prossimo esercizio fiscale che inizierà il primo aprile. I terminali in funzione sono attualmente 37.000, di cui 11.000 presso l'utenza domestica. Un anno fa il loro numero era di 23.000. C'è stata una forte crescita nell'area domestica, favorita dal rilancio di due servizi per utenti di personal computer, il Micronet 800 e l'Homelink. Il British Telecom ha dato corso nelle settimane scorse all'aggiornamento della rete con l'installazione di computer di servizio più economici e efficienti. Sono stati scelti ancora una volta i sistemi della GEC Computers. Il parco di computers, costruiti da questa società e forniti a reti videotex di vari Paesi, ha un valore di circa 20 milioni di sterline.

A tutta velocità

La domanda di circuiti integrati ultraveloci raggiungerà nel 1990 il valore di un miliardo di dollari e un ruolo importante sarà ricoperto dai chip all'arseniuro di gallio che troveranno utilizzo in numerosi settori. Al valore di un miliardo si perverrà grazie al determinante contributo del Pentagono (negli Stati Uniti) e del Miti (in Giappone) che hanno messo a punto specifici programmi VHSIC (Very High Speed Integrated Circuit). Tale mercato è stato esplorato dalla Mackintosh Consultants in collaborazione con altri istituti di ricerca di marketing.
La ricerca è stata mirata soprattutto ad individuare le applicazioni, le tecnologie più promettenti e le prospettive dei vari segmenti di mercato.

I videoregistratori Hi-Fi

Il gruppo degli otto fabbricanti appartenenti alla famiglia BETA, capitanati dalla Sony, cercano di erodere quote di mercato ai concorrenti del sistema VHS introducendo l'alta fedeltà nei videoregistratori. La Sony ha presentato il modello SCH 77 in aprile (2.100.000 lire circa) immediatamente seguita dalla NEC e dalla Toshiba. La Matsushita ha, a sua volta, presentato un suo apparecchio VHS HI-FI e stima che esso peserà per il 10% delle sue vendite totali nel settore. L'introduzione dell'alta fedeltà nel videoregistratore spinge gli specialisti all'audio ad entrare nel settore: il primo è l'Aiwa che ha presentato in settembre un suo apparecchio che per la parte video si avvale della tecnologia Betamax.

Audio digitale: in crescendo le vendite

Il mercato mondale dei prodotti audio viene stimato in 11 miliardi di dollari. Da qualche anno questo mercato ristagna, cresce cioè a tassi piuttosto contenuti rispetto a quelle che sono le potenzialità di sviluppo. Più di un anno e mezzo fa ha debuttato nel mercato il disco digitale (il CD-Compact Disc), così chiamato perchè recepisce la tecnologia di trattamento dei segnali sviluppata in origine per i computers. L'elevato prezzo del lettore di dischi digitali, mediamente pari a cinque volte quello di un giradischi tradizionale, ha tenuto a freno il nuovo business. Si stima che nel 1983 le vendite di lettori siano state di 500.000 pezzi, valore di 450-500 milioni di dollari, equivalente ad un prezzo al dettaglio di 900-1.000 dollari. Dall'inizio del 1983 gli acquisti di CD si sono vivacizzati e se il trend continuerà si prevede di poter vendere quest'anno 1,7 milioni di lettori ad un prezzo medio inferiore ai 500 dollari. Nel 1985 si supereranno i 2,5 milioni di pezzi con un prezzo medio pari o leggermente inferiore ai 300 dollari. Se si guarda al mercato americano il modello più economico è della Magnavox del gruppo Philips: il suo prezzo al pubblico è di 599 dollari, destinato a scendere a 250-300 dollari entro il 1985. La flessione dei prezzi, prevedono gli esperti, sarà ancora più marcata in Giappone e in Europa: i fornitori si sono infatti convinti che lo stimolo della domanda può venire solamente da una incisiva politica di riduzione dei prezzi. Secondo la Polygram Records, un grande produttore statunitense di dischi tradizionali e digitali, tra 6-8 anni i dischi in materiale vinile scompariranno completamente per essere rimpiazzati dai CD.

Il videodisco cerca un suo spazio

Introdotto nel 1978 il videodisco non ha avuto, come noto, lo sviluppo desiderato e aspettato. La concorrenza dei videoregistratori a cassetta ha contenuto lo sviluppo del primo tipo di apparecchio a favore del secondo, in considerazione anche dell'inattesa flessione dei prezzi dei VTR. Per rifarsi agli Stati Uniti nel 1983 sono stati venduti circa 4 milioni di VTR e solo 300.000 lettori di videodischi. Il maggiore produttore di lettori è stata la RCA che ha il 75% del mercato. Il principale concorrente si è confermata la Pioneer, dopo il ritiro di alcune società tra cui IBM. Quest'anno si prevede che il mercato dei lettori di videodischi aumenterà a 500.000, un obiettivo che potrà essere mantenuto a condizione di tenere bassi i prezzi e possibilmente comprimerli ancora. Già i videodischi più popolari sono acquistabili a 20 dollari o anche meno.

Il mercato europeo dell'elettronica di consumo

Il consumer europeo ha un valore superiore ai 15,8 miliardi di dollari. È questo il dato, riferito al 1984, che emerge dall'annuale indagine di Electronics. Alla sua formazione concorrono diverse categorie produttive, la più consistente delle quali è quella formata dalle apparecchiature audio (5,6 miliardi), seguita dai televisori (5,2 miliardi) e da altri sistemi video domestici (3,3 miliardi). La Grundig stima in circa 13 milioni il numero di televisori e in 6,5 milioni il numero di videoregistratori vendibili quest'anno.

MINI o PORTATILI

gli oscilloscopi Hitachi significano sicurezza

Il vostro lavoro vi impone strumenti con doti di portatilità notevoli?
Scegliete allora con sicurezza nella gamma dei portatili Hitachi. Sono sei modelli con banda passante da 15, 20, 30, 35, 50 e 100 Mhz, a doppia traccia (il 100 Mhz ha quattro tracce), sensibilità verticale di 1 mV/div. e con moltissime altre caratteristiche di avanguardia: trigger automatico e manuale, TV line e field, somma e sottrazione dei canali, linea di ritardo verticale a partire dal 30 Mhz e velocità di sweep di 20 ns (5 ns per il 50 Mhz con doppia base tempi e trigger view e 2 ns per il 100 Mhz, anch'esso con doppia base tempi). Tutti offrono un MTBF di 20.000 ore.

Vi occorre un oscilloscopio veramente compatto e leggero, da usare senza problemi nel lavoro di field più impegnativo?

Uno strumento in grado di darvi prestazioni ottime e con magnifiche caratteristiche di affidabilità?
Per questo Hitachi vi propone la sua nuovissima linea mini. I due strumenti che la compongono, il V-209 e il V-509 sono caratterizzati da 20 e, rispettivamente, 50 Mhz di banda passante, sensibilità di 1 mV/div., velocità della base tempi di 10 ns/div., base tempi ritardata con trigger separato dalla principale, circuito separatore di sincronismi TV, focalizzatore automatico della traccia, single sweep e hold off. Tutte queste caratteristiche e dispositivi sono raccolti in un contenitore di appena 25 centimetri di larghezza, 35 di profondità e solo 11 di altezza, con un peso totale di meno di 5 chili e un'autonomia di 2 ore di funzionamento continuo con il power pack opzionale AD-509. E con un MTBF di ben 20.000 ore.

Pesa solo 5 Kg!

MELCHIONI ELETTRONICA

20135 Milano - Via Colletta 37 - tel. 57941 Filiali, agenzie e punti vendita in tutta Italia

Il Giappone produce 700.000 TVC in Europa

La presenza giapponese, come produttore di videoregistratori, in Europa è rappresentata oggi da ben sei fabbricanti. La Sanyo a Colonia produce 5.000 videoregistratori al mese; la JVC, a Berlino, in collaborazione con Thomson e Thorn,a New Haven, in compartecipazione con Thorn, fabbrica complessivamente 30.000 pezzi al mese; la Matsushita, partner della Bosch, ne produce 5.000; l'Hitachi ne sforna, in Germania, 5.000; la Sanyo e la Mitsubishi, in Inghilterra, circa 10.000 ciascuna. Si tratta di una produzione complessiva di circa 700.000 pezzi all'anno che vengono prodotti e venduti in un mercato che gli uomini del marketing giapponese considerano con particolare interesse e che stimano possa assorbire, quest'anno, più di circa 5 milioni di pezzi.
Queste fabbriche, in genere, montano apparecchiature appartenenti alle gamme basse e riservano alle case madri l'export di quelle avanzate, e più recenti, il cui margine di contribuzione è più interessante.

La TI in utile con i semiconduttori

L'avventura nel settore degli home computers e il successivo disimpegno è costato complessivamente alla Texas Instruments 660 milioni di dollari, gli utili conseguiti negli altri settori di attività hanno tuttavia consentito di contenere le perdite iscritte nel bilancio 1983 a 145,4 milioni di dollari a fronte di un utile netto di 144 milioni della precedente gestione. Il fatturato complessivo è aumentato da 4,3 a 4,6 miliardi di dollari; il valore del portafoglio ordini al 31 dicembre '83 ammontava a 2,8 miliardi contro 2,6 miliardi di 12 mesi prima. Le vendite e gli ordini di semiconduttori hanno evidenziato un andamento sostenuto, in particolare nell'ultimo trimestre, terminato con un utile netto di oltre 77 milioni di dollari.

Formenti venderà con il marchio Westinghouse

I televisori costruiti dalla Formenti, l'azienda di Concorrezzo che occupa circa 550 dipendenti distribuiti in tre stabilimenti, saranno venduti d'ora in poi anche con il marchio Westinghouse. La società ha infatti concluso un formale accordo per acquistare e utilizzare questo marchio, che indubbiamente ha una immagine consolidata anche se non molto conosciuta. L'operazione dovrebbe permettere alla Formenti, che si può considerare uno dei maggiori fabbicanti italiani di televisori per conto terzi (il 90% della produzione è esportata), di aumentare la sua quota sul mercato nazionale e di riaumentare il fatturato dopo la caduta registrata nel 1983 (45 miliardi circa contro più di 50 miliardi). La Formenti sarà aiutata dalla Rel che ha deciso di accordarle 7,5 miliardi di lire, di cui 5 miliardi a titolo di finanziamento e il restante in conto capitale.

Nuovi cinescopi della ITT

Già nel 1980 la ITT Componenti aveva introdotto sul mercato un nuovo cinescopio per televisione a colori da 51 cm/90°, dove non occorreva nessuna correzione della distorsione a cuscinetto est-ovest. Questa tecnologia, adottata finora soltanto per la deflessione a 90°, viene ora impiegata, grazie ad un conseguente ulteriore sviluppo, anche per la deflessione a 110°.
La ITT introduce ora sul mercato due cinescopi da 110°, che non richiedono nessuna correzione del cuscinetto est-ovest.
Si tratta di un ulteriore sviluppo dei cinescopi da 67 cm e da 56 cm.
Per i produttori di televisioni l'impiego di questi cinescopi significa maggiore affidabilità degli stessi grazie alla semplificazione del sistema circuitale.
L'abolizione della correzione uscinetto est-ovest finora necessaria rende inoltre superfluo qualsiasi operazione di regolazione nella produzione degli apparecchi.
I televisori a colori moderni vengono impiegati sempre più spesso come "terminali domestici" per Videotext ed in futuro per Teletext. Per rispondere alle esigenze più gravose d'impiego per quanto riguarda la nitidezza e la risoluzione, questi cinescopi sono equipaggiati con un'ottica elettronica migliorata.
Con questi due nuovi cinescopi la ITT è ora in grado di offrire cinescopi da 20" a 27" (51 - 67 cm) per televisione a colori in questa modernissima tecnologia basata sulla accreditata tecnica a collo sottile con cannone elettronico "In-Line".

La Sinclair prepara l'operazione QL

Dopo aver venduto più di 3,5 milioni di home computers (ZX81 e Spectrum), la Sinclair Research è entrata nel mercato professionale con un sistema che dei primi recepisce essenzialmente due caratteristiche: l'economicità e la compattezza. Il nuovo computer, denominato QL (da Quantum Leap) ha una architettura interna di 32 bit e un prezzo suggerito al pubblico inglese di 399 sterline. Sarà messo in vendita nella seconda metà dell'anno in tutti i Paesi dove la società inglese è presente con punti commerciali. Il QL utilizza un micro 68002 a 32 bit della Motorola e ha una memoria centrale di 128 kbyte (espandibile a 640 kbytes). La struttura interna del QL, che sarà inizialmente costruito in Gran Bretagna dalla Thorn EMI, è formato da 4 circuiti integrati dedicati sviluppati dalla Sinclair ma prodotti dalla Ferranti (2, per le funzioni analogiche), dalla Plessey (1, per il controllo del display e della memoria) e dalla NCR (1, per il controllo dei Microdrives e delle trasmissioni).

La Philco Italia diventa Imperial Electronics

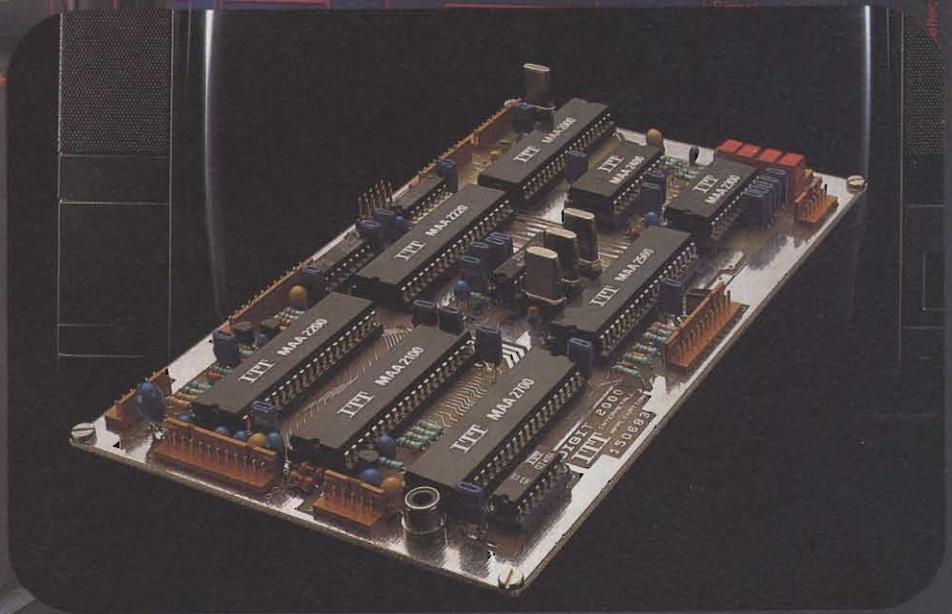
È stata costituita la Imperial Electronics, la seconda industria di TVC dopo la Seleco del programma Rel. Al capitale definitivo di 23 miliardi quest'ultima apporterà 7 miliardi mentre il gruppo Ecufin, con sede in Lussemburgo e posseduto da privati non italiani, fornirà i restanti 16, in parte in contanti (una decina) ed in parte conferendo gli impianti di Milano e Bergamo delle controllate Irt-Firt e Philco Italia. La nuova società ha come obiettivo la produzione, all'inizio del quinquiennio '84-88, di 140.000 televisori a colori (200.000 alla fine del periodo), 40.000 in bianco e nero (50.000) e, in collaborazione con la Voxson, 35.000 videoregistratori (80.000). È allo studio, inoltre, la possibilità che la Imperial entri nel campo dei personal computer. Oggi sia la Philips che la Irt-Firt utilizzano tecnologia Telefunken: nel prossimo futuro, precisano fonti del settore, è probabile l'utilizzo di tecnologia ITT o di un'altra azienda giapponese, attraverso accordi per i quali la Rel ha già avviato sondaggi.

1.100 provano il Televideo

La Rai ha ufficialmente inaugurato il nuovo servizio Televideo.
Inizialmente il servizio avrà una veste sperimentale e sarà privilegiato di circa 1.100 utenti campione. Tale fase si protrarrà per tutto l'84 mentre dal prossimo anno il servizio sarà pienamente operativo. Non tutti però potranno avvantaggiarsene.
Gli utenti con televisore bianco e nero non vedranno nulla come pure coloro che possiedono un televisore a colori non recente. Solo gli ultimi modelli infatti sono già predisposti per contenere una particolare scheda, del costo di circa 100 mila lire, che consente l'accesso al servizio, per il momento ristretto ad informazioni di pubblica utilità. Ogni pagina di informazione selezionabile attraverso un telecomando, molto simile a quelli in commercio, è composta da un massimo di 24 righe di 40 caratteri. Oltre ad una consultazione visiva è possibile, con l'aggiunta di una stampantina del costo di circa 150 mila lire, riportare le informazioni anche su carta.

La Intel vara grossi potenziamenti

Nel 1984 la Intel, il maggior produttore mondiale di microprocessori e fra i principali fabbricanti di memorie, prevede di destinare da 350 a 400 milioni di dollari ad investimenti in nuovi impianti e apparecchiature di produzione. Lo sforzo dimostra due cose essenziali: la ripresa robusta del mercato e la volontà della società di rispondere con misure adeguate allo spessore della stessa. La Intel ha incontrato difficoltà nelle scorse settimane ad evadere gli ordini ricevuti: per più di 30 prodotti si trova infatti in una posizione di "short suppley". Donde la necessità di potenziare la capacità produttiva, essendo in vista, tra l'altro, anche l'industrializzazione della nuova DRAM 64 k in tecnologia CMOS. La Intel, nella quale ha un'importante partecipazione di minoranza la IBM, che pare voglia elevarla al 30%, ha terminato l'esercizio 1983 con un fatturato di 1,1 miliardi di dollari (900 milioni nel 1982) e un utile netto di 116 milioni (contro 30).

IL TELEVISORE DIGITALE HA INIZIATO LA SUA CORSA

G. Klasche

Il televisore è stato, ed è l'apparecchio consumer al quale i costruttori di componenti hanno sempre prestato grande attenzione. La semplificazione circuitale e le prestazioni degli attuali televisori analogici ne sono la riprova. Ciò è stato possibile grazie al continuo perfezionamento dei suoi circuiti analogici ed alla graduale introduzione delle tecniche digitali. La digitalizzazione totale introdotta dalla ITT rappresenta però un salto tecnologico al quale il televisore non era "abituato". Questo articolo riporta le impressioni e i pareri dei maggiori costruttori di televisori di fronte alla proposta digitale ITT, nonchè le ulteriori fasi di digitalizzazione che questa società intende perseguire.

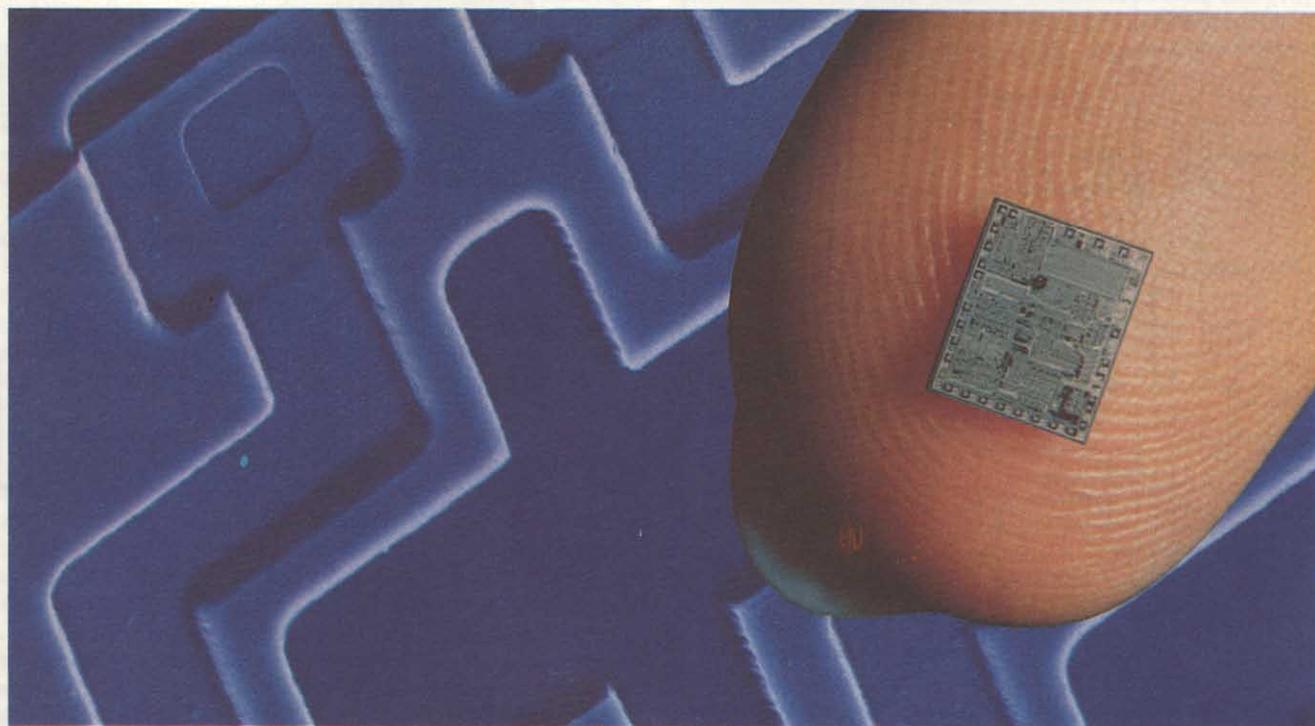
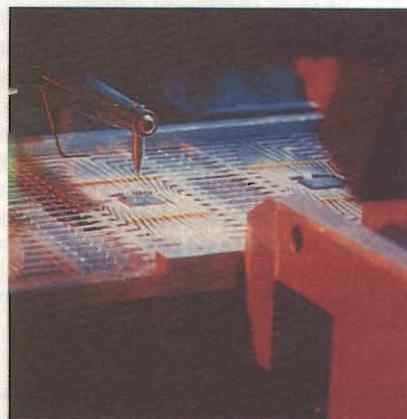
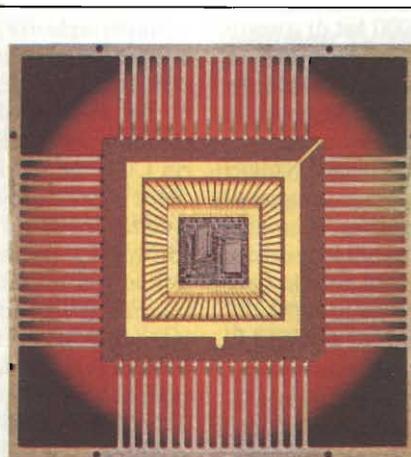
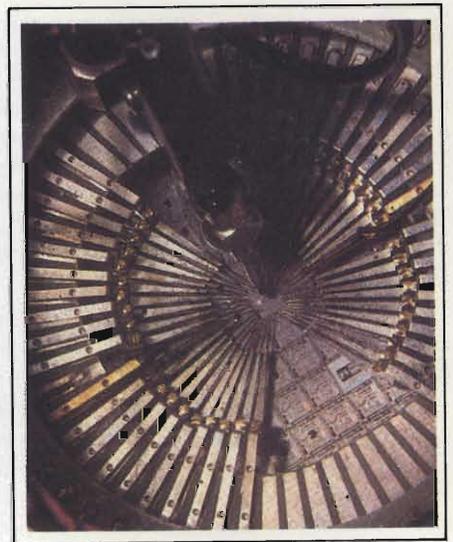
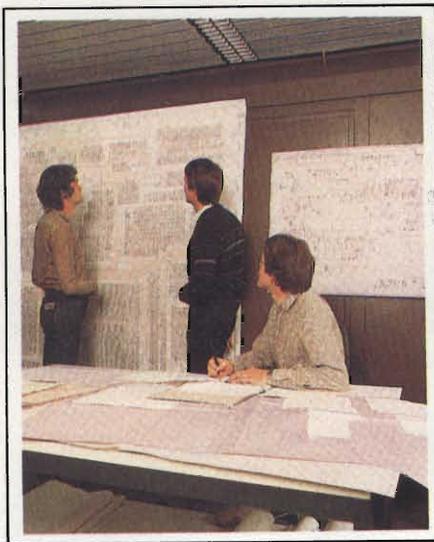
Sono più di 20 anni che mi occupo di tecnologie TV e sono dell'idea che ormai è giunta l'ora di introdurre le tecniche digitali anche nel televisore; solo così esso potrà mantenere il passo con le altre apparecchiature digitali e sfruttare le grandi possibilità delle tecnologie VLSI che hanno consentito di raggiungere i traguardi che sono sotto gli occhi di tutti". Sono queste le parole dell'ing. **Rolf Deubert,** responsabile del progetto del televisore digitale "Digit 2000" presentato ufficialmente alla mostra di Berlino ai primi di Settembre 1983.

Il televisore digitale, apparecchio consumer per eccellenza, costituirà effettivamente l'inizio di una nuova generazione di televisori.

Questo articolo non vuole illustrare in dettaglio il meccanismo di digitalizzazione del segnale video ma presentare per sommi capi la struttura base del primo sistema di digitalizzazione *completa* del televisore, i suoi futuri sviluppi, nonchè i pareri concordi e discordi degli specialisti di questo settore.

Struttura base del televisore digitale ITT e soluzioni digitali di altri costruttori

Sono molti anni che ITT Intermetall si occupa della digitalizzazione del televisore; ciò fa si che, attualmente, questa società venga a trovarsi, in questo settore, in notevole vantaggio rispetto agli altri costruttori di circuiti integrati per televisione. Il televisore digitale realizzato da questa società vuole essere una soluzione radicale e nello stesso tempo elegante, nel senso che rinuncia a tutte le soluzioni analogico/digitali intermedie proposte dalla maggior parte degli altri costruttori. Questo è il motivo per cui il televisore digitale prodotto da questa società risulta attualmente leggermente più costoso. È fuori dubbio comunque che, a lungo termine, grazie alla flessibilità e alla maggior semplicità di costruzione, che sono in definitiva gli scopi finali della introduzione della digitalizzazione, il televisore digitale costerà quanto quelli analogici della stessa classe ed in più, avrà tutti i vantaggi offerti dalle tecniche digitali.

La famiglia DIGIT 2000 è formata da sette chip; ciascun chip contiene 50.000 funzioni a transistore. È stata la padronanza delle tecnologie di produzione di strutture circuitali dell'ordine del micron che ha permesso di realizzare una densità di integrazione di componenti così elevata.

Al concetto DIGIVISION si è pervenuti dopo che si è riusciti a realizzare, partendo dal microprocessore, processori capaci di elaborare il segnale TV DIGIVISION della ITT.

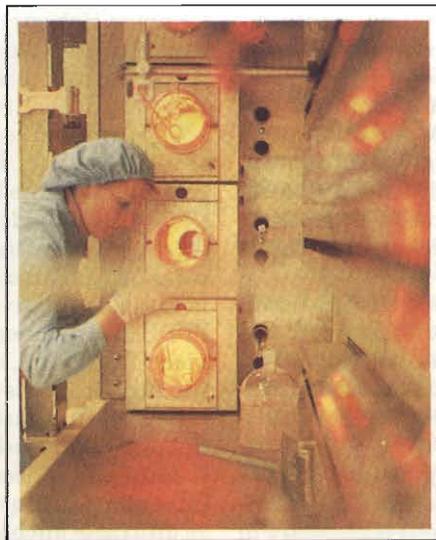
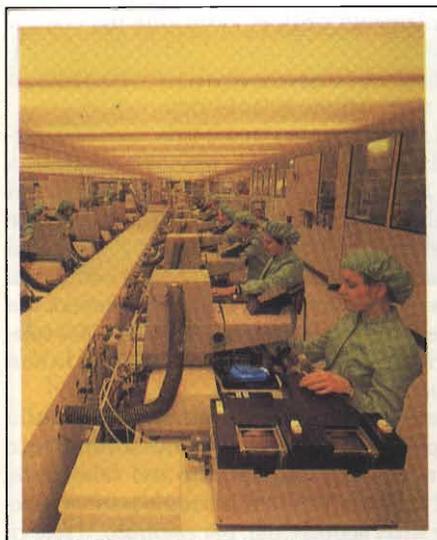
A partire dal 1983 sono stati prodotti 10.000 kit di questo sistema. Ogni kit come indicato in *figura 1* è formato da sei chip VLSI e da tre integrati periferici. Questo fa ragionevolmente pensare che ormai siano state superate le "malattie infantili" che normalmente affliggono tutte le produzioni iniziali, anche per il fatto che per i circuiti NMOS è stata usata ancora la struttura relativamente conservativa a 3 μm; ITT pensa di passare comunque tra poco alla struttura più ridotta di 2,4 μm. Contemporaneamente anche la potenza dissipata da ciascun integrato verrà ridotta (con conseguente eliminazione di qualsiasi tipo di radiatore), per cui tutto il sistema verrà ad avere una migliore sicurezza di funzionamento.

Fig. 1 - Schema a blocchi di un televisore digitale realizzato con il kit-base dei circuiti integrati Intermetall Digit 2000. (ITT Schaub-Lorenz).

Naturalmente anche il gruppo *Philips/Valvo*, considerato il massimo produttore europeo di componenti destinati al settore consumer, si sta occupando da tempo dell'introduzione dei sistemi digitali nel televisore. Una descrizione del sistema proposto, costituito essenzialmente da una memoria CCD da 308 kbit capace di memorizzare l'informazione di un semiquadro completo, si trova in altra parte di questa rivista. Tutti gli specialisti del settore riconoscono che la Philips ha portato avanti con successo una serie di studi tendenti a migliorare considerevolmente la qualità dell'immagine TV (eliminazione totale dello sfarfallio (flicker) e introduzione nel televisore di altre interessanti possibilità di manipolazione delle immagini). Si è comunque ancora nella fase di sperimentazione e non è ancora disponibile sul mercato alcun circuito integrato al riguardo.

Nella gara della digitalizzazione completa del televisore un'ottima posizione è stata conquistata dalla *Motorola* con il suo processore Chroma IV.

Questa unità, annunciata alla mostra "Elektronica" già

Fig. 2 - Il processore IV Chroma della Motorola è un circuito integrato VLSI bipolare il quale lavora con tecniche di elaborazione di segnale sia analogiche che digitali. È di impiego generale. Il microprocessore produce i segnali di comando e costituisce l'interfaccia con l'utilizzatore.

in tempo reale. Questi processori VLSI, di cui qui in alto sono indicate alcune fasi di produzione e di controllo, sono attualmente impiegati nel kit

nel 1982, rappresenta una soluzione intermedia relativamente economica. Si è verificata comunque una battuta di arresto, nel senso che la fase di presentazione dei prototipi di questo integrato è stata ritardata di circa 6 mesi, per cui le prime campionature saranno disponibili soltanto agli inizi di questa primavera.

Questo processore (*figura 2*), realizzato in tecnologia bipolare nel laboratorio di sviluppo Motorola di Ginevra, contiene nel suo chip circa 5000 funzioni a transistore. È un processore di "impiego generale" nel senso che può trattare i segnali televisivi codificati secondo le tre norme standard, e cioè PAL, SECAM e NTSC. Comunica tramite un bus dati seriali a due fili con un microprocessore che sovraintende al controllo di tutto il sistema, comprese le funzioni di regolazione. All'ingresso del processore viene applicato il segnale video composto il quale può provenire sia dal demodulatore del segnale a frequenza intermedia sia da un videoregistratore. All'uscita troviamo i segnali RGB per il pilotaggio del cinescopio e due segnali per il comando delle basi dei tempi rispettivamente di riga e di quadro. Per queste ultime è richiesto, ovviamente, uno stadio aggiuntivo di potenza. Questa unità lavora con una tensione di alimentazione di 5 V e possiede una dissipazione che si aggira su 0,5 W.

Nella gara per la digitalizzazione del televisore è entrata da poco anche l'italiana *SGS-ATES* la quale presenta una sua soluzione (*figura 3*). In questo caso, il processore digitale di deflessione TDA 8180 applica al processore chromaluminanza un segnale a doppia scala, detto segnale "supersand castle", costituito dai segnali di spegnimento e da un impulso che segnala l'esatta posizione del segnale di sincronismo del colore (segnale del burst). Per la produzione di tutti i segnali di comando e di temporizzazione viene impiegato un oscillatore interno a 500 kHz.

Altre caratteristiche di questo processore di deflessione sono: assenza dei convenzionali sistemi di confronto di frequenza e di fase, adattamento automatico agli standard TV 525/625 righe, 50/60 quadri al secondo, sincronizzazione possibile anche in presenza di segnali molto disturbati e con elevato contenuto di rumore. Le prime campionature di questo processore sono previste per questo inizio di primavera.

Su sistemi analoghi di digitalizzazione del televisore stanno lavorando anche *Siemens* e *Texas Instruments*. A tutt'oggi non è però possibile avere da queste società precise informazioni al riguardo.

Costruttori TV che produrranno televisori digitali

Siccome attualmente soltanto la *ITT-Intermetall* produce in serie i circuiti integrati per la digitalizzazione del televisore, è evidente che tutti i televisori digitali esposti alla mostra di Berlino lo scorso Settembre, erano equipaggiati con il kit di integrati digitali proposto da questa società, e noto come sistema *Digit 2000*.

Ad iniziare una produzione di serie di televisori digitali è stata la *Schaub-Lorenz*, una affiliata della ITT che, già all'inizio della primavera del 1983, aveva presentato alla stampa e ai costruttori TV europei i primi prototipi di televisori digitali (televisori Digivision).

Questi "Digivision" hanno circa 280 componenti discreti in meno rispetto ai convenzionali televisori analogici, e precisamente 76 nel decodificatore del colore, 30 negli stadi di deflessione, 130 nella sezione audiostereo e 46 nel gruppo regolazioni. Oltre a questo dato di fatto, questi sono i motivi che secondo il Dr. **Ludwing Orth**, responsabile e capo del

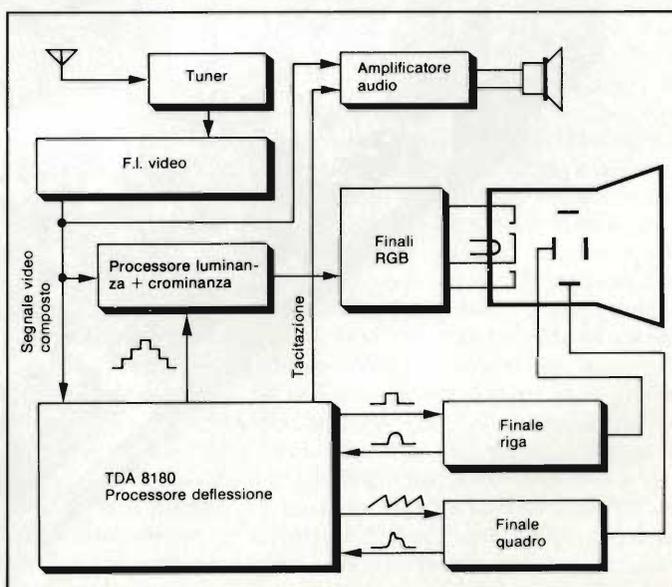



Fig. 3 - Schema a blocchi della soluzione proposta dalla SGS-ATES basata sul processore di deflessione TDA 8180.

laboratorio audio e video di Pforzheim hanno spinto ad iniziare fin dallo scorso autunno la produzione in serie dei televisori "Digivision":

- innanzitutto una elevata sicurezza di funzionamento dell'apparecchio (teoricamente di un fattore pari al 20 .. 30%) dovuta alla natura stessa del sistema Digivision; e questo in pratica vuol dire una maggiore stabilità della resa dei colori nel tempo, fattore questo estremamente interessante per l'utilizzatore, e che da solo giustificherebbe l'impiego di queste nuove tecnologie.
- secondariamente, una riduzione a medio e a lungo termine dei costi di produzione dei televisori, fattore questo decisivo per il piazzamento del televisore sui mercati internazionali. Sotto questo punto di vista, qualsiasi ritardo significherebbe perdita di competitività, e cioè riduzione delle vendite di apparecchi.

Il Dr. Orth ha calcolato che il sistema Digivision permette di ridurre dal 30 al 40% i tempi di assemblaggio di un televisore: la porzione maggiore di questa riduzione si riscontra in sede di collaudo e taratura del televisore. Si tenga inoltre presente che mentre per produrre un televisore a colori standard con schermo da 67 cm (27") occorrevano nel 1975, 8 ore e 2 nel 1983, a partire dal 1985 si scenderà a 1,5 ore. Nel 1990, quando il sistema Digivision si sarà consolidato in grandi produzioni di serie, si pensa che il montaggio e l'assemblaggio di questo televisore richiederà solo tempo di 1 ora.

A queste riduzioni dei tempi di assemblaggio si aggiungeranno altri fattori non meno importanti, specificati dall'ing. **Charles Schepers** in questo ordine: riduzione dei costi a livello di immagazzinaggio, dato il minor numero di componenti richiesti, e in secondo luogo, a livello di controllo di qualità e dei punti di riparazione in fabbrica.

Questi quindi sono i motivi per cui non c'è da meravigliarsi se i televisori Digivision (figura 4), prodotti in serie a partire dalla fine del 1983, non saranno molto più cari dei televisori analogici della stessa classe. Molto probabilmente il prezzo di vendita risulterà di poco inferiore a 2400 marchi tedeschi (il marco vale attualmente circa 605 lire) compresa la tassa aggiuntiva per la ricezione del servizio Teletext. La ITT Schaub-Lorenz pensa di produrre nel 1984 250.000 televisori Digivision, corrispondenti a circa il 20% di tutta la sua produzione di televisori.

Sempre in occasione della conferenza stampa tenuta dalla Schaub-Lorenz nella primavera del 1983 venne sottolineato il fatto che il decoder Teletext incorporato nel televisore, oltre alla ricezione del servizio Teletext normale poteva essere utilizzato anche per altri scopi. Così, per esempio, il televisore poteva essere dotato di istruzioni di servizio il cui testo poteva apparire sullo schermo del televisore stabilendo in questo modo una specie di dialogo tra televisore e utilizzatore in maniera da semplificare la messa a punto non solo del televisore ma anche di altre apparecchiature eventualmente ad esso collegate. Ovviamente, queste possibilità si realizzano mediante opportuna programmazione (software).

Anche per la *Blaupunkt* l'era del televisore digitale è iniziata a partire dal Settembre 1983 (Mostra di Berlino). Que-

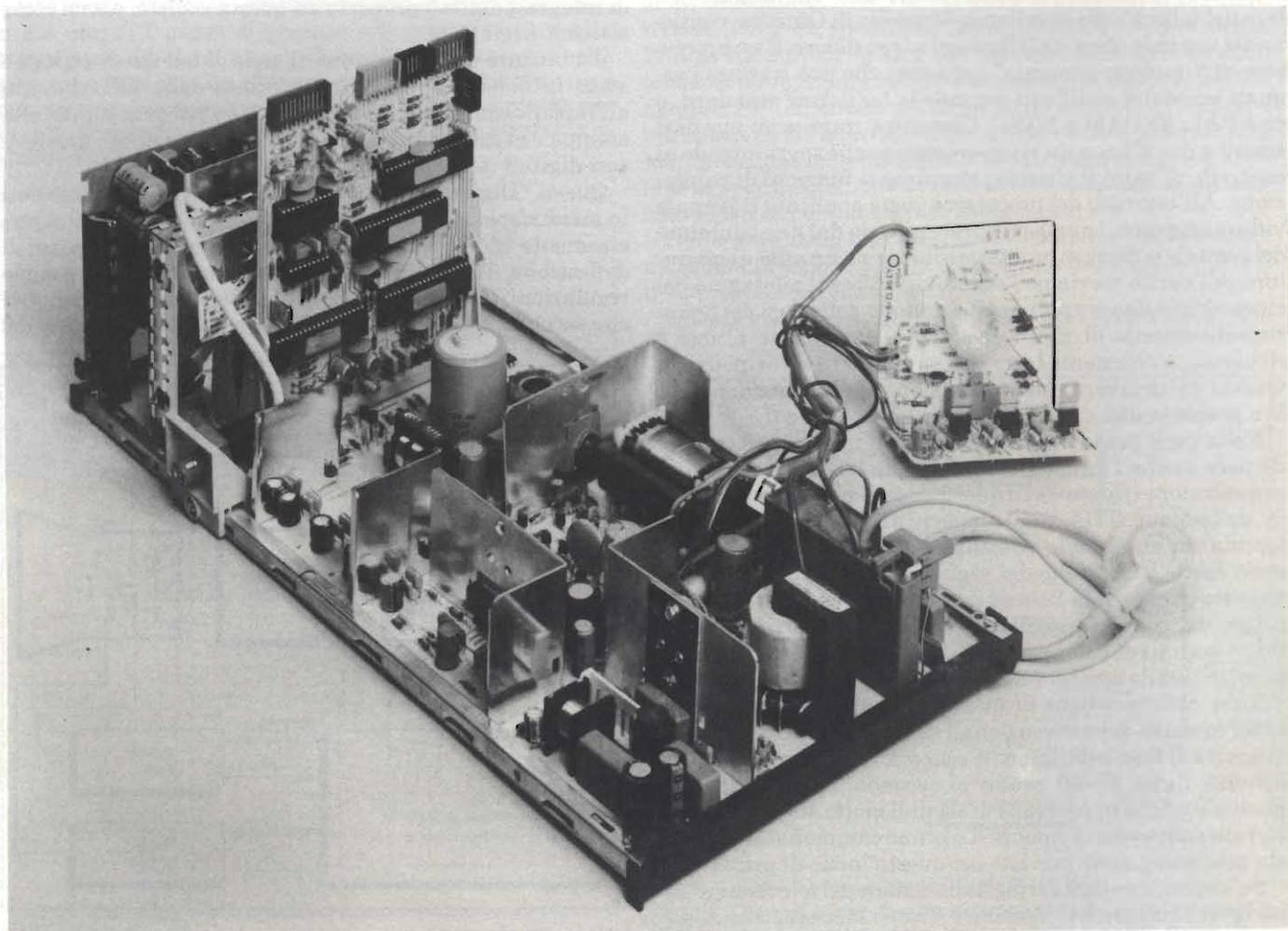
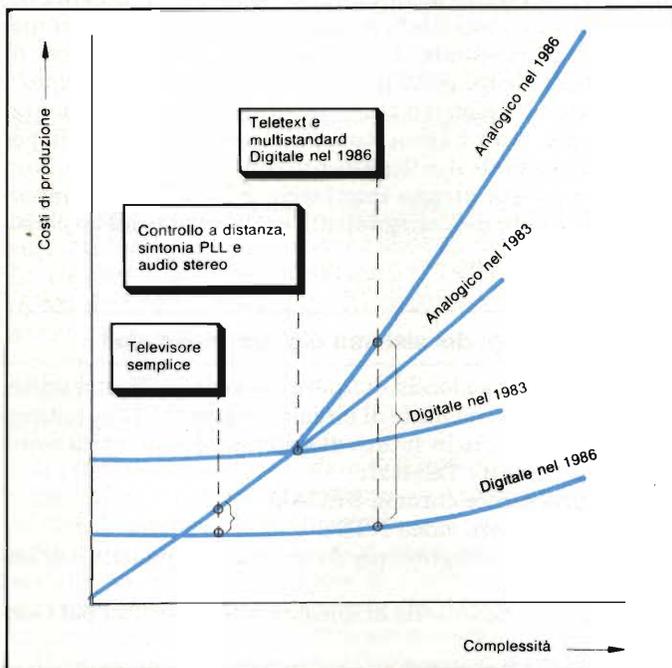



Fig. 4 - Questo chassis digitale contiene tutta l'elettronica di un televisore a colori della classe Digivision (ITT Schaub-Lorcnz).

Tabella 1 - Prestazioni previste dalla Blaukpunkt a seguito di una digitalizzazione spinta	
Decodificatore Teletext economico	1985
Riduzione del rumore	1987/88
Riduzione della distorsione di cross-color	1987/88
Soppressione delle immagini-ombra	1987/88
Eliminazione dell'instabilità di riga	1989/90
Eliminazione dello sfarfallio dell'immagine	1989/90
Bloccaggio immagine e ingrandimento dei particolari	1989/90

Le curve indicano che il costo iniziale di un televisore digitale è superiore a quello di un corrispondente televisore analogico. Via via però che il televisore diventerà più complesso (e lo sarà sicuramente a causa delle maggiori prestazioni richieste) si nota che la soluzione digitale diventerà sempre più economica. Si vede inoltre che il costo della soluzione digitale e quello della soluzione analogica è identico per i televisori muniti di telecomando, sintonia elettronica e audio-stereo.

LUBO MICIC, di origine jugoslava, attualmente direttore generale del gruppo mondiale semiconduttori della ITT, è l'uomo che nel lontano 1973 formulò le prime specifiche sulle quali è basato il sistema di digitalizzazione del televisore secondo la ITT. Per la realizzazione di questo progetto sono stati spesi fino ad oggi 40 milioni di marchi tedeschi e depositati 60 brevetti.

sta società impiega già da tempo nella sua produzione normale circuiti digitali, per esempio, nel sistema del telecomando, in quello della sintonia PLL a microprocessore, nel decodificatore Teletext e nei circuiti logici di commutazione per la ricezione dell'audio stereo. Il passo successivo sarà comunque la completa digitalizzazione dello chassis la quale verrà attuata, inizialmente nei televisori a colori con l'audio stereo in produzione all'inizio di quest'anno.

Il discorso molto semplice che si fa alla Blaupunkt è questo: il fatto stesso che lo chassis digitale comporti qualche centinaia di componenti in meno significa che il televisore verrà automaticamente a possedere una sicurezza di funzionamento decisamente superiore. Infatti, ogni componente e ogni saldatura in meno che si fa in un televisore comporta un rischio in meno che il televisore possa guastarsi. Inoltre, il processo stesso di digitalizzazione, per sua natura, tende a proteggere sia l'immagine che il suono nei confronti dei disturbi esterni. Sempre alla Blaupunkt sono dell'opinione che i circuiti integrati digitali, grazie al bus dati di cui sono dotati, faciliteranno il controllo delle funzioni delle apparecchiature periferiche, saranno muniti di appropriate interfaccie che faciliteranno il collegamento con i decodificatori teletext e videotext e con i convertitori per la ricezione della **TV da satellite. La *tabella 1* indica, secondo le previsioni della Blaupunk, le tappe che dovrà percorrere la completa digitalizzazione del televisore nei prossimi anni.**

Per la digitalizzazione dei suoi televisori la Blaupunkt utilizzerà il Kit proposto dalla Intermetall non però senza avanzare qualche riserva (queste riserve vennero fatte nell'Agosto 1983, n.d.r.). Il dott. **Jurgen Deutrich**, responsabile del settore Radio/TV alla Blaupunkt non è infatti assolutamente sicuro che i circuiti integrati di questo kit debbano funzionanare senza problemi. "Questo" egli dice "per mia esperienza non è avvenuto con nessun nuovo circuito integrato". Il dott. Jurgen Deutrich afferma inoltre che, fino ad oggi, nessuno ha effettuato sui componenti Intermetall le misure previste dal capitolato 69 (Gazzetta ufficiale) riguardanti il livello di irradiazione dei disturbi da parte dei nuovi integrati nonchè la possibilità che questi possano, a loro volta, essere disturbati da fenomeni transitori esterni. Il dott. Deutrich conclude affermando che se i componenti Intermetall soddisferanno ai capitolati riguardanti la qualità e la sicurezza di funzionamento ai quali soddisfano gli attuali circuiti integrati standard, non ci sarà nessun motivo perchè la Blaupunkt opti per sistemi di digitalizzazione del televisore diversi da quello ITT.

Di opinione diversa sono alla *Leowe Opta* (Philips), almeno secondo il parere del Dott. **Kurt Heine**, il quale afferma che attualmente la soluzione economicamente più accettabile è quella offerta dal processore Chroma della Motorola. A suo parere, la soluzione Intermetall è comparsa sul mercato prematuramente, o meglio una generazione in anticipo. Fra l'altro, egli lamenta che il processore video ITT non preveda la ricezione di tutti gli standard TV attualmente esistenti.

Il sistema digitale Intermetall è invece molto ben visto dalla *Grundig*. Così, per esempio **Hans Mangold** responsabile del laboratorio sviluppo consumer della Grundig, afferma che la soluzione Motorola non può dirsi, a rigore di termini, una soluzione digitale ma una soluzione mista. Anche questa società ha esposto alla mostra di Berlino del Settembre scorso un televisore digitale secondo la soluzione ITT. La produzione in serie del televisore digitale si limiterà comunque inizialmente ai soli apparecchi di classe (Teletext + stereo) il cui prezzo si aggirerà intorno a quello dei corrispondenti apparecchi analogici. Non si è voluto inoltre specificare quando avrà inizio la produzione di serie degli chas-

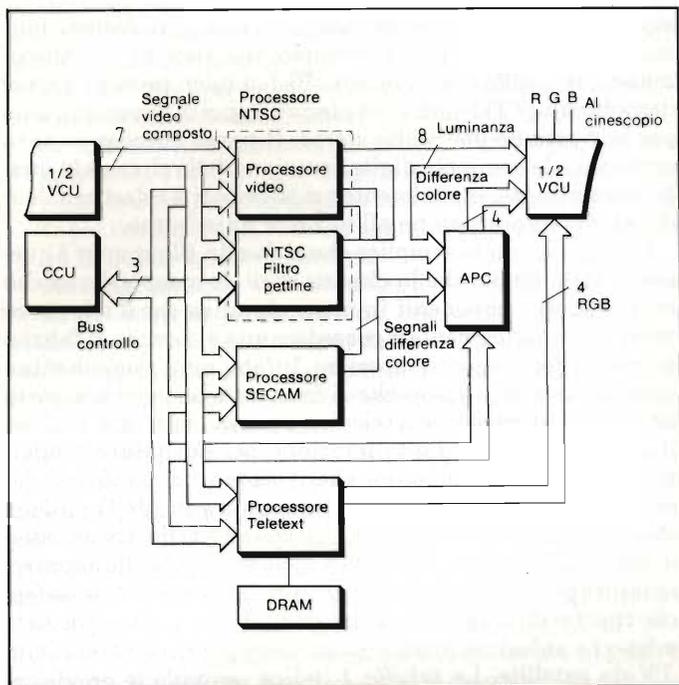



Fig. 5 - Unità già disponibili che completano il sistema Digit 2000. Queste sono: il processore video NTSC, il processore SECAM, il processore Teletext e l'integrato per il controllo automatico dell'immagine (ITT-Intermetall).

sis digitali, sistema ITT. Secondo Mangold, questo dipenderà dal costruttore dei circuiti integrati digitali (e cioè dalla ITT).

La produzione in serie Grundig potrà infatti iniziare soltanto quando il costruttore degli integrati potrà garantire una fornitura continuativa di questi componenti, e dopochè tutti i problemi al riguardo saranno risolti. Il dott. Mangold non ha specificato di quali problemi si trattasse. Molto probabilmente voleva accennare a problemi di fornitura in quanto forse la ITT non riuscirebbe attualmente a soddisfare le esigenze di quel mercato a cui essa stessa ha dato vita.

Il gruppo *Thomson-Brandt* non ha, dal canto suo, nessuna intenzione di passare ad altri sistemi. A questo gruppo, come è noto, appartengono i costruttori di televisori *Saba, Nordmende* e *Telefunken*. Il dottor **Rainer Borgmann** ha dichiarato in proposito: "Noi disponiamo di uno chassis-base molto flessibile e dotato di un elevato livello di digitalizzazione. Così, per esempio, usiamo un microcomputer standard CMOS a 8 bit, il tipo 47C della Hitachi, nella cui ROM da 4 K può essere depositato tutto il software di funzionamento dell'apparecchio: noi stessi stiamo sviluppando un processore di deflessione digitale".

Egli comunque riconosce i meriti dell'Intermetall: "È, infatti," egli afferma "la prima azienda che ha sviluppato il concetto di digitalizzazione *totale* in quanto soltanto in questa direzione è possibile la massima integrazione dei componenti". Ciò nonostante, il Borgmann non può fare a meno di sottolineare alcuni punti deboli del sistema. "Per esempio", egli afferma, "il sistema Intermetall richiede quattro quarzi (ora non più, n.d.r.); i suoi stadi RGB non sono regolabili per cui non è possibile il collegamento con una telecamera. Non è infine prevista alcuna interfaccia SCARD, molto importante agli effetti del collegamento del televisore ad un personal computer".

Ulteriori sviluppi del sistema digitale Intermetall

Dallo schema a blocchi di *figura 5* si vede quali altre unità, oltre al kit fondamentale di circuiti integrati VLSI, potranno essere aggiunte in futuro al sistema. Queste unità sono:

a) un processore Teletext;
b) un processore chroma SECAM
c) un processore video NTSC
d) un circuito integrato per il controllo automatico dell'immagine.

La produzione in serie di queste unità è iniziata dal Gennaio scorso.

È importante che anche questi processori comunichino tra loro tramite un bus comune. I bus utilizzati sono due:

a) un bus video
b) un bus di controllo.

Il bus video, temporizzato ad una frequenza quattro volte superiore alla frequenza della portante del colore, trasporta tutti i segnali video digitalizzati, e cioè, il segnale video completo -FBAS- (7/8 bit), il segnale di luminanza (8 bit) e i segnali differenza di colore demodulati (ciascuno a 6 bit). Il bus di controllo, detto anche IM bus, serve al trasporto bidirezionale di tutte le funzioni di controllo tra l'unità di con-

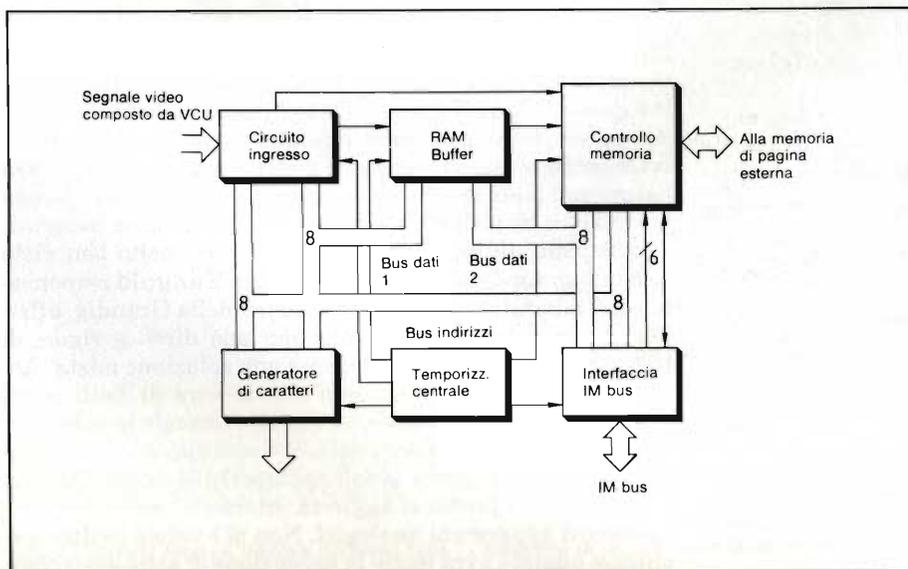



Fig. 6 - Schema a blocchi del processore Teletext, single-chip.

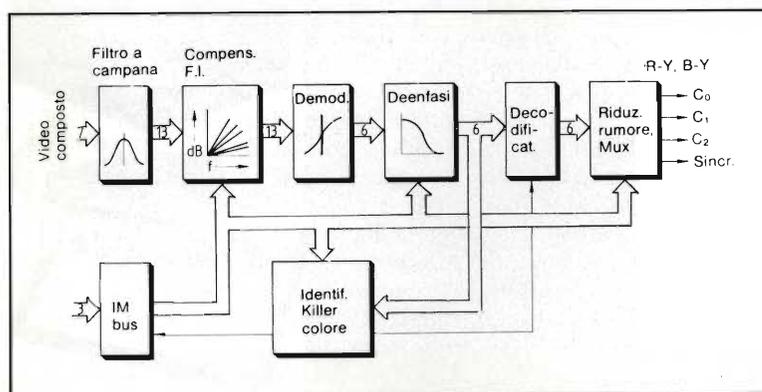



Fig. 7 - Schema a blocchi del processore SECAM.

Fig. 8 - Il televisore a colori digitale realizzato con 3 soli circuiti integrati prevede una ripartizione delle varie funzioni come indicato in questa figura.

trollo centrale CCU (CCU = Central Control Unit) e i processori utilizzati per l'elaborazione digitale del segnale stesso. La frequenza di clock più elevata è 170 kHz. Sia gli indirizzi (8 bit) che i dati (8 oppure 16 bit) vengono trasmessi in modo seriale.

Il processore Teletext

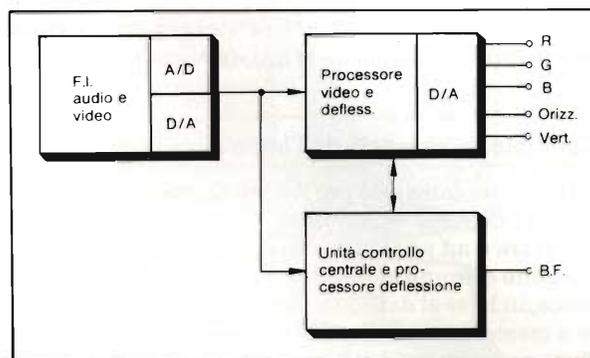
Il processore Teletext (*figura 6*) è tutto contenuto in unico chip NMOS e questo rappresenta un risparmio per l'acquirente del televisore ITT. Questo discorso di carattere economico vale però più per gli altri paesi europei dove questo servizio va affermandosi che in Germania dove invece è stato accolto freddamente anche per il fatto che i televisori capaci di riceverlo hanno una sovratassa.

Il processore sviluppato dall'Intermetall lavora in sincronismo con la frequenza di quadro e di riga del televisore. La "finestra" per l'ingresso del segnale video completo digitalizzato a 7 bit viene aperta durante le righe da 6 a 22. Il circuito di ingresso del processore è costituito essenzialmente da un bit-slicer che serve alla separazione dei dati, e da un circuito di compensazione delle immagini-fantasma che permette di compensare automaticamente riflessioni con tempi di transito fino a 0,8 μs.

La riga di testo identificata e desiderata viene depositata tramite il sistema di controllo della memoria in una memoria di pagina esterna nella quale possono essere depositate due pagine, ciascuna di 16 Kbit. A questo scopo possono essere utilizzate memorie dinamiche RAM a basso costo (al massimo quattro da 16 Kbit oppure una sola DRAM da 64 Kbit).

Per la riproduzione, viene caricata di volta in volta dalla memoria di pagina nella RAM-buffer, una riga Teletext, che viene successivamente trasformata nel generatore di caratteri in una matrice 6 x 10. In base alle specifiche Teletext, il generatore di caratteri contiene 8 differenti famiglie di caratteri, ciascuna contenente a sua volta 96 caratteri selezionabili tramite programmazione (soft-ware). Siccome ogni indirizzo della memoria di pagina può essere scritto e letto tramite l'unità di controllo centrale, esiste la possibilità di presentare testi e grafiche di vario tipo.

Il processore SECAM

Siccome questo processore elabora esclusivamente i segnali SECAM, esso potrà essere inserito in parallelo al processore PAL-NTSC, e fatto lavorare con una frequenza di clock di 17,144 MHz. Il segnale video completo in forma digitale (*figura 7*) viene applicato all'ingresso del filtro chroma, costituito da sommatori e moltiplicatori controllati dagli impulsi del clock.

Per ottenere dal filtro il migliore rapporto segnale/disturbo si provvede ad allungare gradualmente all'interno del medesimo, la lunghezza della parola che lo attraversa in maniera che questa, all'uscita, venga ad avere una lunghezza di 13 bit. Si è fatto inoltre in maniera che il filtro di compensazione della frequenza intermedia possa adattarsi, previa programmazione (software), alle differenti caratteristiche della frequenza intermedia stessa. Segue il demodulatore del segnale di crominanza che fornisce segnali differenza di colore digitali con una risoluzione di 6 bit, e ampiezza direttamente proporzionale alla frequenza del segnale d'ingresso. In questo caso, la frequenza di clock ha il valore di 4,286 MHz (17,144 MHz: 4); a questa frequenza ha luogo tramite campionamento anche la conversione in banda base e la deenfasi.

I segnali che arrivano in modo seriale nel successivo decodificatore vengono trasformati in corrispondenti segnali in parallelo mediante una memoria di ritardo a 64 μs (architettura RAM) e un commutatore incrociato.

Segue infine un circuito che serve alla soppressione del rumore ed alla regolazione della saturazione e che provvede a sopprimere qualsiasi Jitter LSB (LSB = Least Significant Bit). In questo stesso circuito, i segnali in parallelo a 17,144 MHz vengono nuovamente trasformati in segnali multiplex. Siccome questi segnali si trovano su uscite "tristate", queste potranno essere collegate direttamente al processore video PAL.

Videoprocessore NTSC

Rispetto al processore video del kit dei circuiti standard Intermetall, questo video processore NTSC (*figura 5*) contiene in più un filtro a pettine per la separazione della luminanza. Questi due videoprocessori sono comunque direttamente intercambiabili. È noto che nei televisori a colori NTSC il filtro a pettine consente di ottenere una maggiore definizione e qualità dell'immagine. Fino a poco tempo fa, per realizzare filtri a pettine, venivano utilizzate linee di ritardo in vetro. Siccome però nel sistema Intermetall, il segnale video completo si trova ovviamente in forma digitale, potrà essere utilizzata come linea di ritardo una memoria RAM. Ciò significa che le prestazioni del sistema non dovranno più dipendere dalle caratteristiche di una linea di ritardo in

vetro. Inoltre, il filtro a pettine ha la caratteristica di poter essere ottimizzato per la migliore resa dell'immagine.

Controllo automatico dell'immagine

Il circuito integrato per il controllo automatico dell'immagine APC (APC = Automatic Picture Control) provvede a misurare e ad analizzare il segnale video. I valori misurati vengono comunicati all'unità di controllo centrale (CCU) la quale, in base ai dati di funzionamento definiti dal costruttore e memorizzati nella CCU stessa, provvederà alla regolazione automatica della luminosità, del contrasto e della saturazione.

Previsioni

Partendo dal fatto che le tecnologie di costruzione dei circuiti integrati digitali MOS e CMOS consentiranno in futuro una densità di integrazione di componenti superiore a quella attuale, è facile prevedere che, il sistema digitale Intermetall potrà essere realizzato tra qualche anno con un numero ancora più ridotto di circuiti integrati. Il dott. **Lubo Micic**, responsabile della Intermetall ITT, ha dichiarato apertamente alla Conferenza Internazionale sull'Elettronica Consumer, tenutasi agli inizi di giugno del 1983 a Chicago, che l'attuale concetto di digitalizzazione introdotto dalla sua società porterà sicuramente al televisore single-chip.

Naturalmente, si è ancora molto lontani da questo traguardo. Innanzitutto perchè, come primo passo, dovrà essere realizzata per le funzioni-base, la soluzione a 3 chip. Queste potrebbero essere ripartite come indicato in *figura 8*, dove si vede che l'elaborazione completa della frequenza intermedia video e audio incluse le relative conversioni analogico-digitali, vengono incorporate in un unico integrato. Un secondo chip potrebbe contenere i processori video e di deflessione, mentre un terzo integrato conterrebbe l'unità di controllo centrale e il processore audio. Questa soluzione a tre chip potrebbe essere realizzata verso il 1985/1986. ■

Bibliografia

[1] *Fischer, T.*: Fernsehen wird digital *(La televisione diventa digitale)*. ELEKTRONIK 1981, H.16, S. 27 ... 35.

[2] *Fischer, T.*: Digital VLSI breeds next generation TV-Receiver. Electronics, H. 16 (11.8.1981).

[3] *Fischer, T.*: Digitale Signalverarbeitung in der Kommunikationstechnik *(Elaborazione digitale del segnale nelle telecomunicazioni)*. ELEKTRONIK 1982, H. 22, S. 117 ... 120.

[4] *Fischer, T.*: What is the impact of digital TV? Transaction of 1982 IEE International Conference on Consumer Electronics.

[5] *Knapp, K.*: Startschuβ zum Digital-Marathon *(Il via alla maratona digitale)*. FUNKSCHAU 1983, H. 7, S. 47 ... 52.

[6] *Gallagher, R. T.*: Color TV signal processed by single IC. Electronics, 10. Feb. 1983, S. 85 ... 86.

[7] *Quando la TV digitale?*: SELEZIONE di tecniche elettroniche N. 4 - 1983 pag. 86.

Le tecnologie digitali stanno "investendo" le apparecchiature consumer ed in particolare il televisore. Attualmente, due sono i sistemi di digitalizzazione del televisore, quello introdotto dalla *ITT Intermetall* e quello proposto dalla *Philips Elcoma*. Gli scopi che entrambi si prefiggono sono:
- migliorare la qualità delle attuali immagini TV.
- consentire al televisore di essere utilizzato anche per altri scopi.
- ridurre i costi della sua fabbricazione.

La soluzione digitale ITT è costituita da 6 integrati VLSI che provvedono alle necessarie elaborazioni del segnale TV partendo dal demodulatore della frequenza intermedia fino al cinescopio. La memoria *CCD* (Charge Coupled Device) Philips da 2 Mbit si prefigge principalmente di migliorare le prestazioni degli attuali televisori; accoppiata al sistema di bus I²C, introdotto anch'esso dalla Philips, rappresenta una soluzione intermedia alla digitalizzazione completa del televisore.

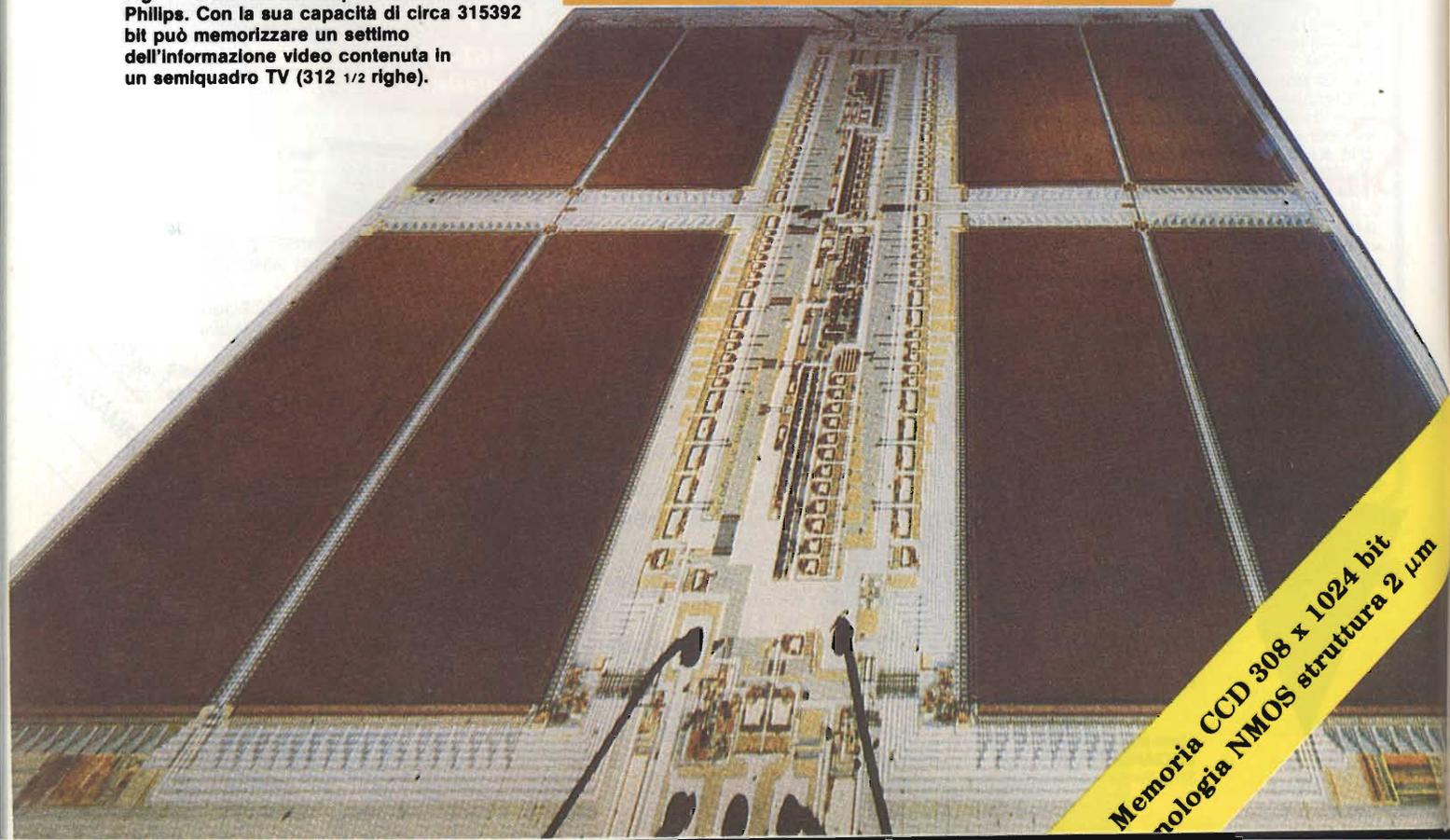
Inizialmente a beneficiare dei vantaggi del sistema ITT, più che gli utilizzatori che potranno vedere immagini TV aventi la stessa qualità degli attuali televisori analogici di classe elevata, saranno i *costruttori* che vedranno considerevolmente ridotti i costi di produzione dei televisori.

I vantaggi della soluzione digitale Philips saranno invece a beneficio degli *utilizzatori* che vedranno effettivamente un'immagine TV di qualità superiore, principalmente a causa della eliminazione dello sfarfallio (flicker).

Nei laboratori di ricerca della Philips è stata sviluppata una memoria CCD per applicazioni video, capace di trattenere 308 x 1024 bit, e pertanto in grado di memorizzare un settimo dell'informazione contenuta in un semiquadro TV. Con l'introduzione di questa memoria i ricercatori si sono proposti due obiettivi: migliorare la qualità dell'immagine TV eliminando il fenomeno dello sfarfallio e del rumore, ottenere immagini fisse o rallentate, effetto zoom, immagini dentro ad altre immagini e realizzare una memoria-buffer capace di consentire un accesso praticamente istantaneo alle pagine di informazione trasmesse dal sistema Teletext.

IMMAGINI TV MIGLIORI

a cura della Redazione

Fig. 1 - Struttura del chip della memoria CCD Philips. Con la sua capacità di circa 315392 bit può memorizzare un settimo dell'informazione video contenuta in un semiquadro TV (312 1/2 righe).

Il segreto sta in una memoria

Difficilmente si riesce a migliorare le prestazioni di un televisore e la qualità di un'immagine TV senza ricorrere ad una memoria digitale. Questa, per esempio, può servire come memoria-buffer per immagazzinare molte pagine teletext che possono essere richiamate all'istante e non dopo qualche minuto. Un altro vantaggio di un sistema di TV digitale incentrato su una memoria è rappresentato dalla possibilità di eliminare gli inconvenienti delle attuali immagini TV, e cioè, lo sfarfallio (flicker), il rumore e l'interferenza tra le componenti di luminanza e di crominanza di un'immagine TV.

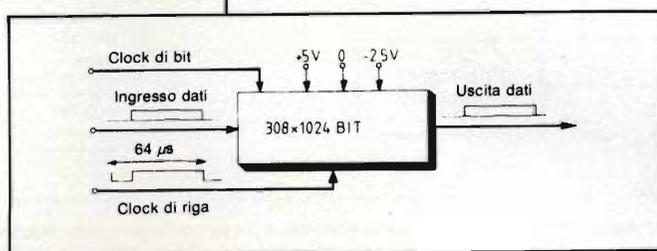
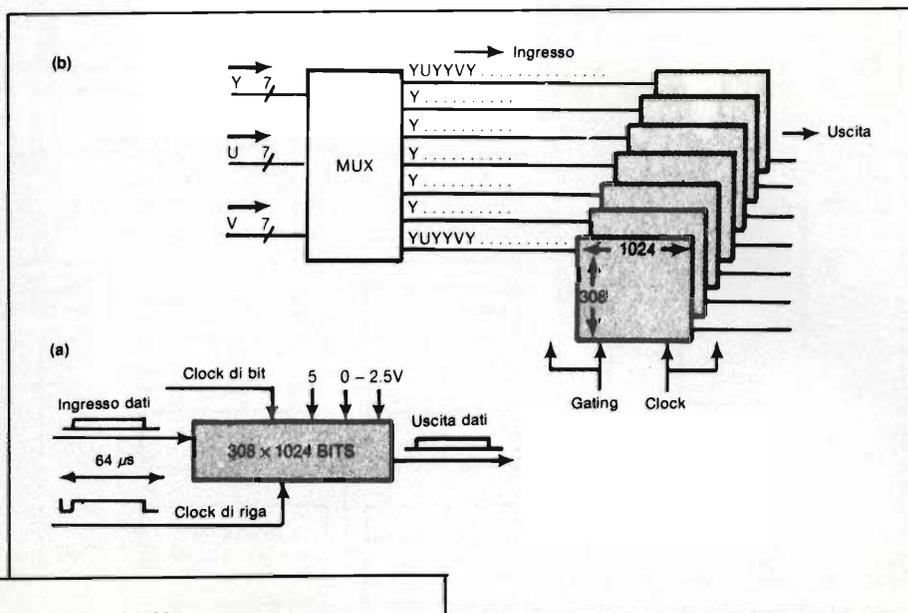



Fig. 2 - Terminali principali della memoria CCD da 308 Kbit.

▲
Fig. 3 - Per la memorizzazione dell'informazione video contenuta in un semiquadro, il sistema di memoria CCD Philips richiede sette chip CCD, ciascuno capace di trattenere 308 Kbit. Viene impiegata una quantizzazione a 7 bit. Ogni riga dell'immagine contiene 700 elementi circa.

CON UNA MEMORIA CCD

L'introduzione di una memoria digitale risolve elegantemente questi problemi e non solo per le immagini che arrivano al televisore tramite etere ma anche per quelle che pervengono al televisore tramite videoregistratore. Altri vantaggi consentiti dall'introduzione della memoria digitale sono:

— possibilità di utilizzare il televisore come terminale viewdata o di personal computer;

— ottenere un'immagine fissa, o inserire altre immagini su quella precedente sullo schermo del televisore (picture in picture);

— rallentare i movimenti delle immagini (ralenti), formare grafiche e realizzare l'effetto "zoom".

Per ottenere queste prestazioni aggiuntive, la soluzione digitale Philips utilizza la memoria CCD a cui prima abbiamo accennato unitamente ad un particolare processore. Il livello di quantizzazione richiesto nel processo di conversione analogico/digitale del segnale video composto è però tale da richiedere una memoria di notevoli capacità. Per esempio, il campionamento dei segnali di luminanza alla frequenza di 12 MHz e dei segnali di crominanza alla frequenza di 3 MHz, e le relative quantizzazioni con parole a 7 bit, richiede una memoria capace di trattenere 2,2 milioni di bit.

Sono state subito scartate le soluzioni basate su una memoria RAM dinamica e a bolle magnetiche in quanto la prima avrebbe richiesto una notevole circuiteria di supporto, e la seconda una particolare tecnologia che l'avrebbe resa troppo costosa per essere utilizzata in un apparecchio consumer.

I ricercatori della Philips hanno quindi pensato che la soluzione migliore sotto tutti i punti di vista del problema della grande capacità di memoria poteva essere offerta soltanto da una memoria CCD. Questa memoria infatti, per sua natura, può accogliere dati *in serie* e possiede una capacità dalle tre alle quattro volte superiore alle DRAM e alle memorie a bolle. Oltre a ciò, una cella di memoria CCD è piccola e la circuiteria esterna che essa richiede per il suo indirizzamento e la produzione del clock è molto più semplice di quella richiesta da una RAM dinamica. La memoria seriale CCD è infine

Tabella 1 - Confronto tra i dati di un computer e quelli di un televisore.

Parametri	*Televisore*	*Computer*
Velocità dati	elevata ma costante	variabile
Accesso	in serie	serie/parallelo
Permanenza dei dati nella memoria	breve	variabile
Elaborazione	in tempo reale	più veloce possibile

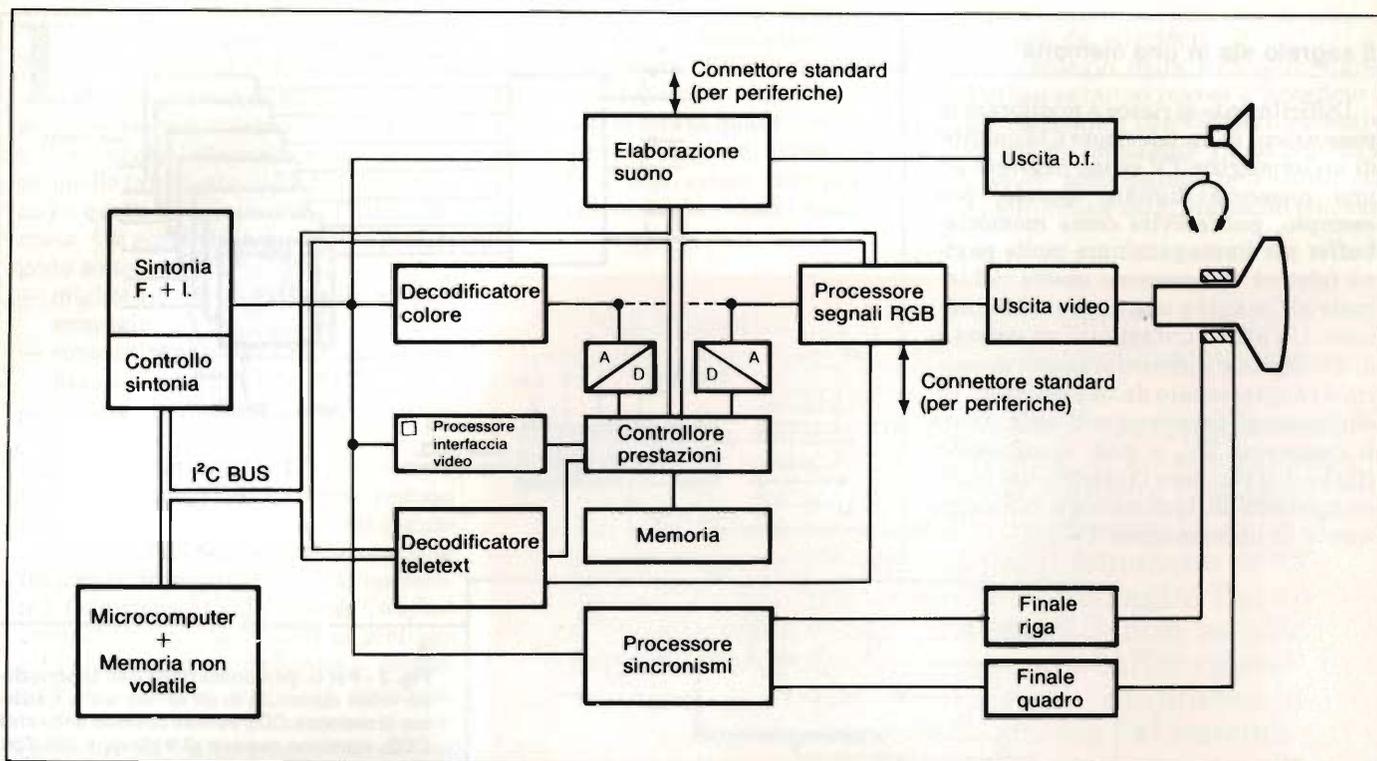



Fig. 4 - Schema a blocchi del televisore analogico/digitale Philips. Gli integrati digitali sono tra loro interfacciati mediante il bus a due fili detto I²C, il quale trasporta i segnali richiesti per la sintonizzazione, per la ricezione dei segnali teletext, audio e video.

preferita alla memoria dinamica RAM in quanto l'elaborazione del segnale video, a differenza di ciò che avviene nel computer, è di natura seriale. Pertanto, come una RAM è la memoria ideale per il computer così una memoria CCD sarà la memoria ideale richiesta dal televisore. La tabella 1 mostra le differenze essenziali tra la natura dei dati presenti nel computer e quelli in un televisore digitale.

Alcuni dati sulla memoria CCD

La memoria CCD è realizzata in tecnologia NMOS con strutture di appena 2 μm (*figura 1*). Ha una capacità di 308 x 1024 bit, ed occupa un chip di 34,8 mm². Il chip infatti è chiamato a memorizzare 308 righe TV, ciascuna contenente 1024 bit, numero di bit standard di una riga TV. La temporizzazione di ciascuna riga è attuata da un impulso di clock detto di riga, mentre quella di ciascun bit è fatto dal cosiddetto clock di bit. Questo dispositivo (*figura 2*) richiede tensioni di alimentazione di + 5V e – 2,5 V, ha una dissipazione di 350 mW e lavora alla frequenza di 40 MHz.

Per memorizzare l'informazione video contenuta in un semiquadro (un quadro completo TV di 625 righe è formato da due semiquadri di 312, 1/2righe ciascuno), occorrono *sette* chip di questa memoria CCD. Ciascuna memoria è organizzata in modo da lavorare con la sincronizzazione TV. L'informazione entra dentro alla memoria ed esce in righe di 1024 bit come già detto. Ogni riga contiene circa 700 elementi dell'immagine, descritti da 1000 campionamenti e ogni campionamento viene quantizzato da una parola a 7 bit. (Due terzi dei campionamenti sono per la luminanza, (Y) e un terzo per la crominanza, costituita dai segnali differenza di colore del rosso (V) e del blu (U). I segnali Y, V e U vengono introdotti in memoria sotto forma di parole di 7 bit ciascuna (*figura 3*)).

Il bus I²C

La memoria CCD e i relativi processori sono collegati tra loro dal sistema di bus noto come I²C (I²C = IC Interconnection), destinato ad essere il bus standard delle future apparecchiature consumer digitalizzate. Lo schema a blocchi del televisore digitale proposto dalla Philips è riportato in *figura 4*. Esso rappresenta la fase di transizione tra il televisore analogico e quello completamente digitale. ■

Tabella 2 - Caratteristiche principali della memoria CCD.

Capacità di memoria	304 x 1024 Bit
Tensione di alimentazione	+ 5 V, – 2,5 V
Dissipazione	350 mV
Massima frequenza di clock	40 MHz
Rinfresco	20 ms
Terminali ingresso/uscita	compatibili TTL
Temperatura ambiente	0...+ 70 °C
Tecnologia	CCD-NMOS (2 μm)
Superficie chip	34,8 mm²

SENSORE DI PRESSIONE AL SILICIO KPY 10

Il KPY 10 è un sensore al silicio particolarmente adatto per misurare la pressione atmosferica. Può misurare una pressione massima di 4 bar. La deformazione della piastrina di silicio prodotta dalla pressione atmosferica fa si che i 4 piezoresistori formati in tecnologia planare su una faccia del chip e strutturati in un circuito a ponte, varino la loro resistenza in maniera direttamente proporzionale alla pressione esterna. In questo articolo si descrive l'applicazione del KPY 10 per la realizzazione di un barometro.

a cura della Redazione

Il sensore di pressione al silicio KPY 10 permette di realizzare un barometro con display digitale che assorbe appena 70 μA. Quattro batterie da 1,5 V, del tipo Mignon LR6 (1,5 Ah) consentono un funzionamento continuato dell'apparecchio per una durata di 2 anni.

Questo basso assorbimento di corrente è stato possibile in quanto il sistema funzione ad intermittenza: all'apparecchio viene infatti chiesto un nuovo valore di misura allo scadere di ogni minuto. Il display LCD a 3 cifre e mezzo è continuamente in funzione per cui, in qualsiasi istante, sarà possibile leggere in millibar, il valore assoluto della pressione atmosferica. Un eventuale abbassamento della tensione di lavoro da 6 V a circa 4,5 V non è in grado di influire sull'accuratezza della misura effettuata. L'influenza esercitata dalla temperatura dell'ambiente viene compensata da un sensore di temperatura al silicio (KTY 10B) sistemato nello stesso amplificatore di misura.

Principio di funzionamento

È riportato in *figura 1* nella quale si vede che il sensore della pressione risulta collegato rispettivamente all'amplificatore, al convertitore analogico-/digitale, al modulo LCD e al generatore del segnale di clock.

Alimentato con una tensione di 6 V, il sensore di pressione al silicio *KPY 10* (indicato con DS nella *figura 2*) produce una tensione direttamente proporzionale alla pressione atmosferica assoluta, nel nostro caso circa 70 μV/mbar. Negli stadi amplificatori che seguono (sistemi da I a IV del TBB 0324A), si provvede a sopprimere la tensione offset, ad amplificare la tensione proveniente dal sensore di pressione, ad effettuare la sua compensazione nei confronti delle variazioni della temperatura, ed infine, ad applicarla al convertitore analogico/digitale.

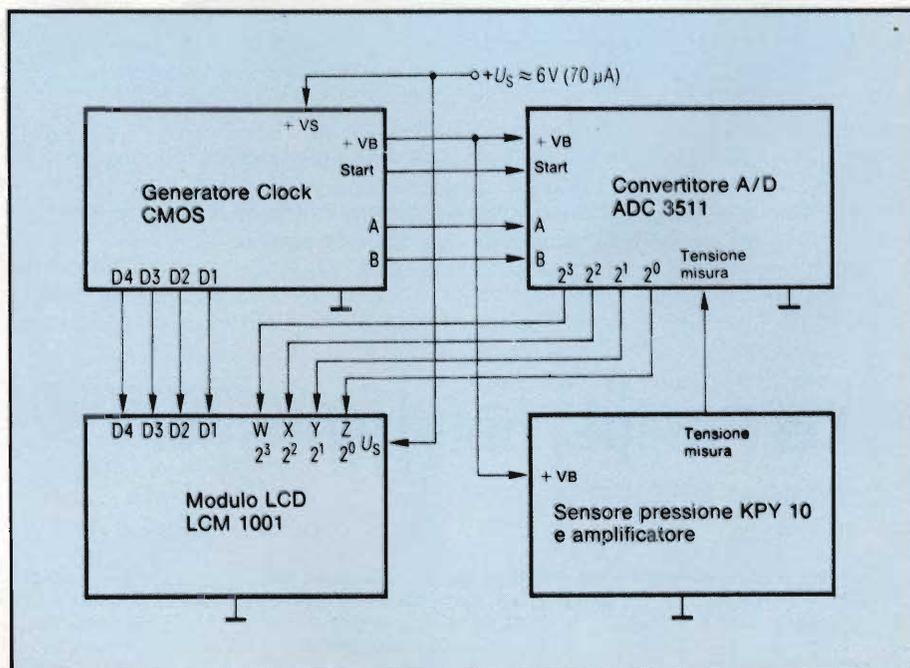



Fig. 1 - Schema a blocchi del barometro realizzato con il sensore di pressione al silicio KPY 10.

ADC 3511, come indicato in *figura 3*. L'assorbimento di corrente di questa sezione è abbastanza elevato in quanto raggiunge il valore di circa 2 mA. È per questo motivo che il sensore di pressione e il convertitore analogico/digitale vengono collegati alla tensione di alimentazione, e cioè a V_B, solo per la durata di 0,5 s; segue una pausa intermittente di 60 s, per cui il consumo medio di corrente da parte di questa sezione del barometro risulterà di soli 20 μA. Il segnale di uscita dal convertitore A/D viene codificato BCD. L'informazione BCD, destinata alle 4 cifre LCD, viene multiplexata nella memoria LCD e nel modulo pilota LCM 1001. Un sistema CMOS di produzione del segnale di clock (*figure 4* e *5*) provvede a temporizzare tutte le funzioni.

Sensori di pressione Siemens al silicio per la misura di basse e alte pressioni. Sullo sfondo si vede un wafer contenente i chip destinati alla realizzazione di sensori di basse pressioni (16 mbar). A sinistra si può vedere l'altra faccia del wafer. In primo piano, è riportato un sensore per alte pressioni; segue il tipo KPY10 senza e con "cappello"; termina la serie, il tipo per bassa pressione, anch'esso senza e con "cappello".

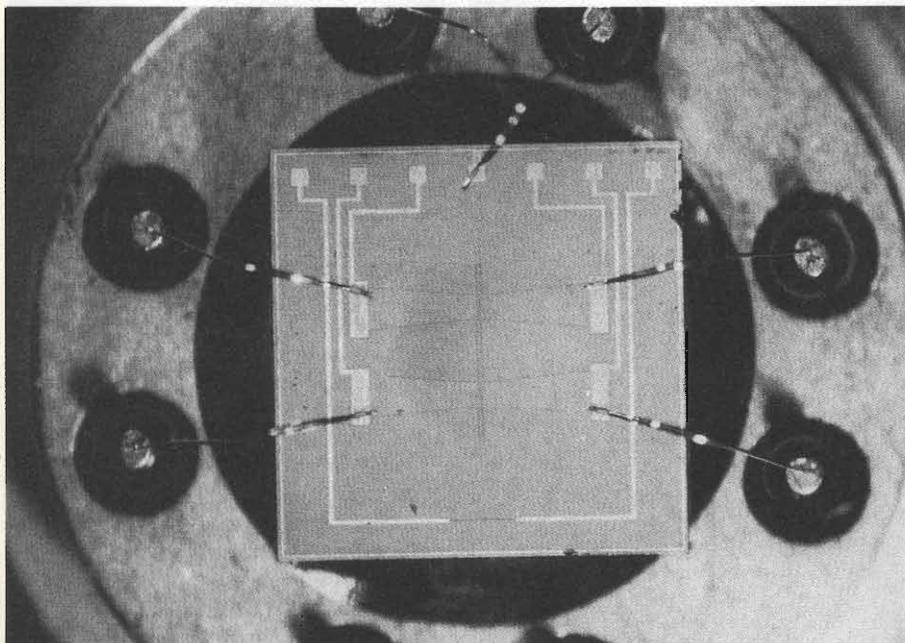
Sensore di pressione al silicio e amplificatore di misura

Il relativo circuito, come già detto, è riportato in *figura 2*. Il sensore al silicio KPY 10 è formato essenzialmente da un circuito a ponte formato, a sua volta, da 4 resistori da 7 kΩ formati, mediante un processo di diffusione, sopra una sottile membrana di silicio. Questa membrana forma la parete di una cella dove è stato effettuato il vuoto per cui il lato esterno della membrana risulterà esposto alla pressione atmosferica, e questo avverrà tramite un tubo di metallo ben visibile "in testa" al KPY 10.

Un'eventuale incurvatura della membrana, prodotta dalla pressione atmosferica, produrrà inevitabilmente una variazione di resistenza dei resistori a causa del noto effetto piezoresistivo. Una piccola tensione di alcuni mV viene collegata in serie al segnale di uscita del ponte KPY 10 (terminali 3 e 7), e serve a compensare l'offset del sistema I del quadruplo amplificatore operazionale IS1. Il resistore R_0 è dimensionato in maniera che nel caso di $p = 0$ ai capi di R_V non si verifichi nessuna caduta di tensione.

Un terminale di R1 avrà polarità negativa (o positiva) in base alla tensione offset. Il segnale così corretto viene successivamente amplificato dai sistemi II e III nella misura del fattore di amplificazione A, dove A avrà il valore di

$$A = \frac{R8 + R_V + R9}{R_V} \approx 15$$

Il sensore di temperatura al silicio KTY 10B (R8) possiede un coefficiente di temperatura (TC) *positivo* pari a 0,75%/K, e di conseguenza, in combinazione con R9 e R_V, provvederà a compensare il coefficiente di temperatura (TC) *negativo* del sensore di pressione. Il sistema IV provvede a "spostare il segnale", e di conseguenza fornisce il necessario riferimento a massa del segnale di uscita. Il guadagno viene messo a punto agendo sul resistore R_V in maniera da ottenere una sensibilità complessiva di circa 1 V/bar (1 mV/mbar). Il valore dei resistori R_0 e R_V viene determinato molto semplicemente ricorrendo ai resistori di una decade (e cioè a una serie di resistori tarati). Una volta determinato il valore richiesto, i resistori della decade verran-

Vista ingrandita del chip semiconduttore del sensore di pressione KPY 10. Al centro si può notare la struttura a ponte dei resistori.

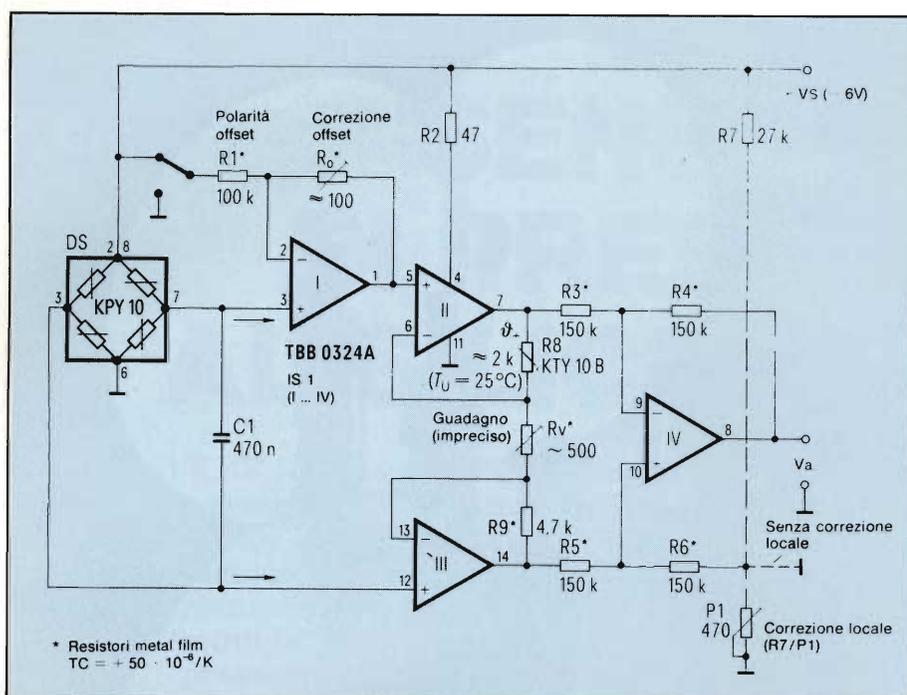



Fig. 2 - Schema elettrico dell'amplificatore a valle del sensore KPY 10 (circuito a ponte). L'amplificatore operazionale TBB 0324A contiene quattro unità: il sistema I serve per la correzione offset del segnale in uscita dal sensore KPY 10; i sistemi II, e III servono all'amplificazione del segnale e alla compensazione nei confronti delle variazioni della temperatura; il sistema IV provvede a spostare il livello del segnale (per avere il riferimento verso massa).

no sostituiti con equivalenti resistori metal film.

Convertitore analogico/digitale

È riportato in figura 3. La tensione di riferimento V_{ref} viene regolata in maniera che i valori di pressione presentati dal display LCD corrispondano al valore in mbar della pressione atmosferica attualmente esistente. Il display, indicherà per esempio 950 nel caso in cui $p_{at} = 950$ mbar. V_{ref} dovrà trovarsi intorno ai 2 V dato che la risoluzione del convertitore A/D è 2000 "gradini".

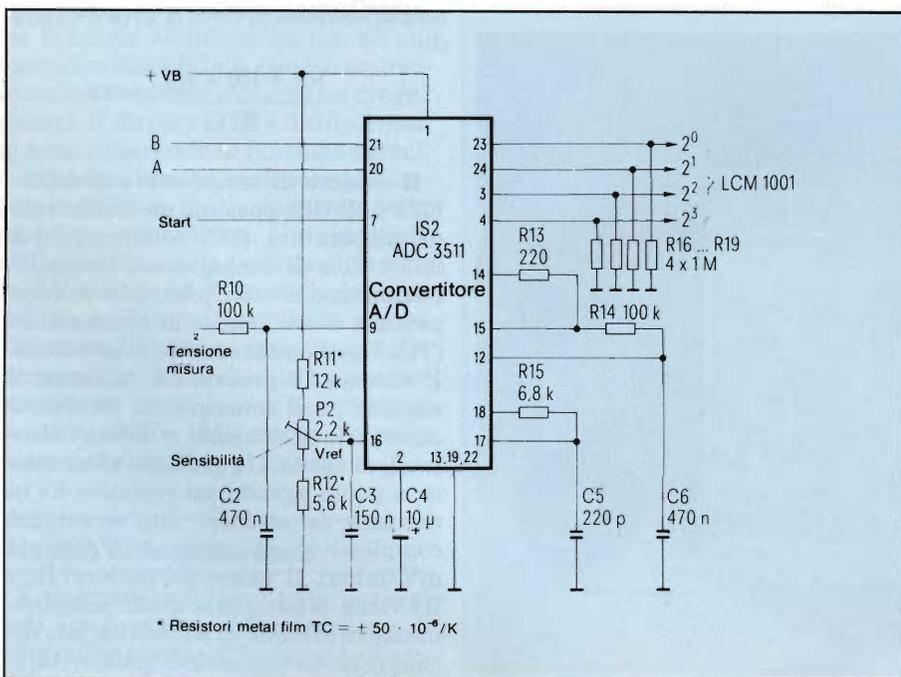



Fig. 3 - Schema del convertitore analogico/digitale.

In corrispondenza di una tensione di riferimento di 2 V, la più piccola differenza di tensione apprezzata e utilizzata agli effetti della misura sarà 1/2000 V_{ref}, e nel nostro caso 1 mV. Allo stesso modo, il risultato della misura ottenuto nel caso in cui $V_{ref} = 3$ V, sarebbe 1,5 mV. Seguendo questa procedura sarà possibile riuscire ad ottenere un valore calibrato di V_{ref} nei confronti della pressione istantanea che si vuole visualizzare anche nel caso in cui la tensione di uscita dell'amplificatore di misura (in mV) non corrispondesse esattamente alla pressione istantanea (in mbar). V_{ref} ha un andamento lineare rispetto alla tensione di lavoro.

Se la tensione della batteria dovesse variare, ciò non causerà alcun errore di lettura della pressione atmosferica per il fatto che il segnale fornito dal ponte (il quale è direttamente proporzionale alla pressione atmosferica) subisce un'analoga variazione.

Il convertitore entra in funzione soltanto nel caso in cui venga applicata la tensione +Vs. La conversione viene inizializzata quando all'ingresso 7 (vedi figura 5) viene applicato l'impulso start e termina dopo 200 ms. Le 4 cifre vengono indirizzate in binario tramite A e B; mentre la relativa informazione BCD per i segmenti sarà presente ai terminali 23, 24, 3, 4 (figura 3).

Display LCD e generatore del segnale di clock

Il relativo circuito è riportato in *figura 4*. Il display LCD utilizzato è il modulo LCM 1001 a 4 cifre con lettura "modo riflettivo", cifre con altezza di 10 mm, clock interno e registro. I circuiti CMOS, che generano il segnale di clock, forniscono impulsi le cui forme d'onda si possono vedere in *figura 5*. Tutti gli impulsi hanno una frequenza fondamentale di circa 65 Hz prodotta da due porte CMOS (IS7). Il circuito integrato IS3 è un contatore 2^{12} il quale assieme al circuito integrato IS4, (multipla porta logica AND) provvede a collegare, ogni 60 s e per la durata di 500 ms tramite il transistore T, la tensione di alimentazione + Vs ai relativi circuiti, come già detto. Per ragioni di taratura, la sequenza del clock potrà essere accorciata ad 1 secondo ricorrendo al commutatore S. L'impulso iniziale (start) è ottenuto per differenziazione del fronte di salita dell'impulso alla fine del primo quarto dell'intervallo Vs di 500 ms (C7, R23, vedi figura 4). Il contatore binario a 7 passi IS8 e il decodificatore 1:10 IS9 generano gli impulsi di selezione delle cifre (da D1 a D4) per

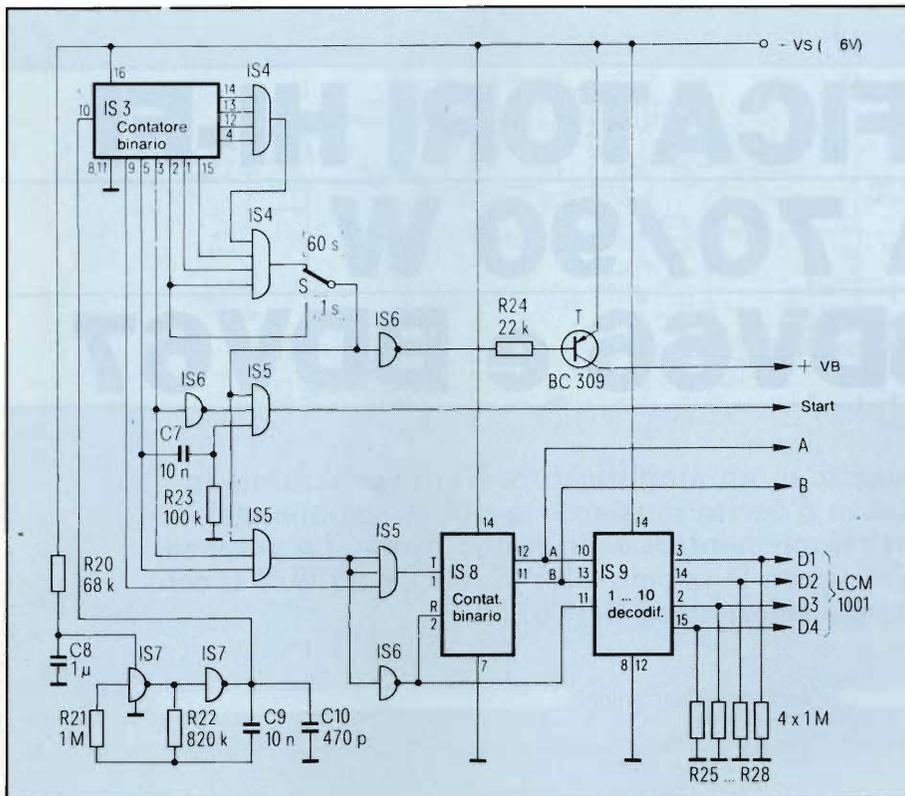



Fig. 4 - Schema del sistema che produce il segnale di clock. I circuiti integrati utilizzati sono realizzati in tecnologia CMOS.

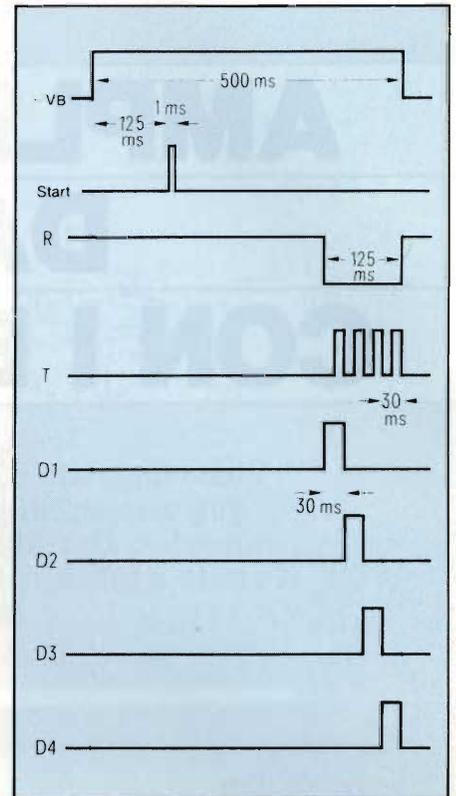



Fig. 5 - Forme d'onda per la generazione del segnale di clock.

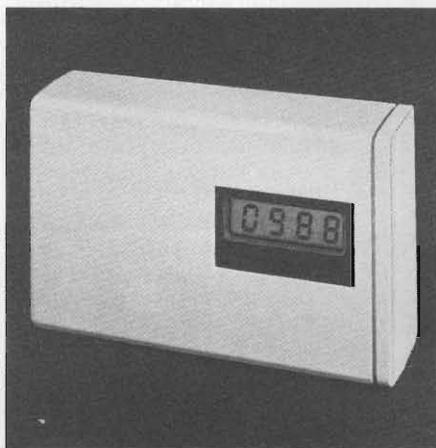



Fig. 6 - Barometro alimentato a batteria basato sul sensore di pressione KPY 10 e display digitale LCD.

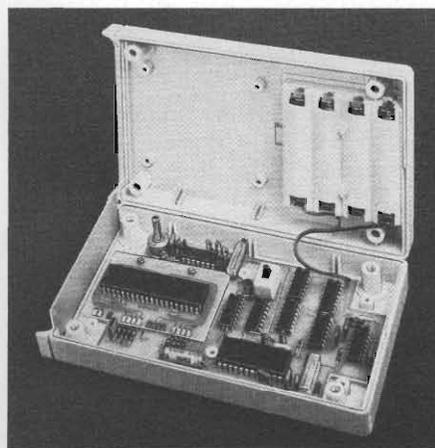



Fig. 7 - Prototipo di laboratorio del barometro visto internamente. A sinistra in alto è visibile il sensore di pressione KPY 10.

AVVERTENZA IMPORTANTE

A richiesta possiamo fornire l'elenco dettagliato dei componenti richiesti per la realizzazione del barometro descritto in questo articolo nonchè i codici per l'ordinazione alla Siemens.

il display, e nello stesso tempo, gli impulsi di indirizzo per il convertitore A/D.

Osservazioni finali

Il circuito può essere realizzato su scheda Eurocard (160 mm x 100 mm) compresi il modulo LCD e le batterie. Lo strumento fornisce di per se la pressione dell'aria attuale, vale a dire, la pressione assoluta. Qualora si desiderasse un valore di pressione riferito al livello del mare, occorrerebbe aggiungere un certo valore dipendente dal luogo in cui si trova il barometro. Per esempio, per la città di Monaco, è 65 mbar. Il progettista potrà verificare questo valore applicando una tensione di 65 mV ad R6 invece che porlo a massa (vedi figura 2 linea in tratteggio).

Si tenga presente che per avere accuratezza di misura da questo circuito occorrerà impiegare nei punti critici, resistori a basso coefficiente di temperatura (TC), e cioè resistori metal film. Nel circuito, questi resistori sono contrassegnati con un asterisco.

Nelle *figure 6* e 7 è riportato un prototipo di questo strumento. Le foto di apertura illustrano la struttura del chip del sensore di pressione KPY 10 presentato in contenitore T0-8.

AMPLIFICATORI HI-FI DA 70/90 W CON I BDV66 e BDV67

Viene descritto il progetto di un amplificatore Hi-Fi realizzabile in due versioni di potenza d'uscita mediante semplice scambio dei transistori Darlington complementari dello stadio finale. La potenza d'uscita è infatti 70 W/8 Ω con la coppia BDV67/66C, e 90 W/4 Ω con la coppia selezionata BDV67/66B.

Lodovico Cascianini

Vengono presentate due versioni di un amplificatore audio Hi-Fi impiegante nello stadio finale i transistori di potenza complementari Darlington BDV66 (pnp) e BDV67 (npn), prodotti dalla Philips-Elcoma. I transistori BVD66/67 con base epitassiale hanno un contenitore di plastica speciale SOT-93 al silicone. La caratteristica di questo contenitore è che, pur essendo economico, è in grado di dare ottime prestazioni e elevata sicurezza di funzionamento, caratteristiche SOAR (SOAR = Safe Operating ARea) migliorate e "fatiga termica" ridotta.

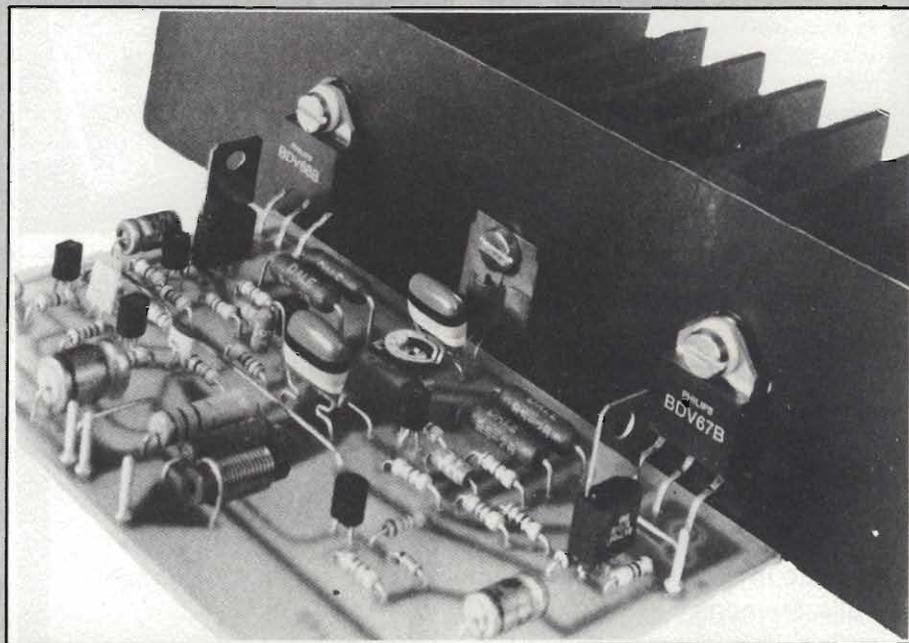
I transistori BVD66/67 vengono presentati commercialmente in quattro selezioni di V_{CEO} (tensione collettore-emettitore), e sono stati progettati per realizzare amplificatori di potenza audio capaci di lavorare con differenti valori di tensione e di fornire quindi differenti livelli di potenza d'uscita. Le quattro selezioni sono le seguenti:

BVD66A/67A	*80 V* massimi
BDV66B/67B	*100 V* massimi
BDV66C/67C	*120 V* massimi
BDV66D/67D	*150 V* massimi

Le due versioni di amplificatore descritte sono alimentate da una tensione simmetrica (+ Vcc/− Vcc); le loro prestazioni superano quelle indicate nei capitolati Hi-Fi standard DIN 45500. Siccome la tensione di alimentazione in assenza di carico ha il valore di circa ± 50V, possono essere impiegate le selezioni B e C di questi transistori.

Descrizione del circuito

Lo schema elettrico dei due amplificatori è riportato in *figura 1*; i valori dei componenti e i tipi di transistori racchiusi in parentesi si riferiscono alla versione con potenza di uscita di 90 W/4 Ω. In questo amplificatore con potenza di uscita più elevata vengono impiegati i tipi BDV66B e BDV67B e corrispondentemente i resistori R20, R21 e R23 hanno in questo stesso amplificatore valori più bassi.

Gli amplificatori, come già accennato, lavorano con tensione di alimenta-

Prototipo di laboratorio dell'amplificatore Hi-Fi, versione 90W di uscita su 4 Ω realizzato nel laboratorio CAB Philips, Eindhoven (Olanda).

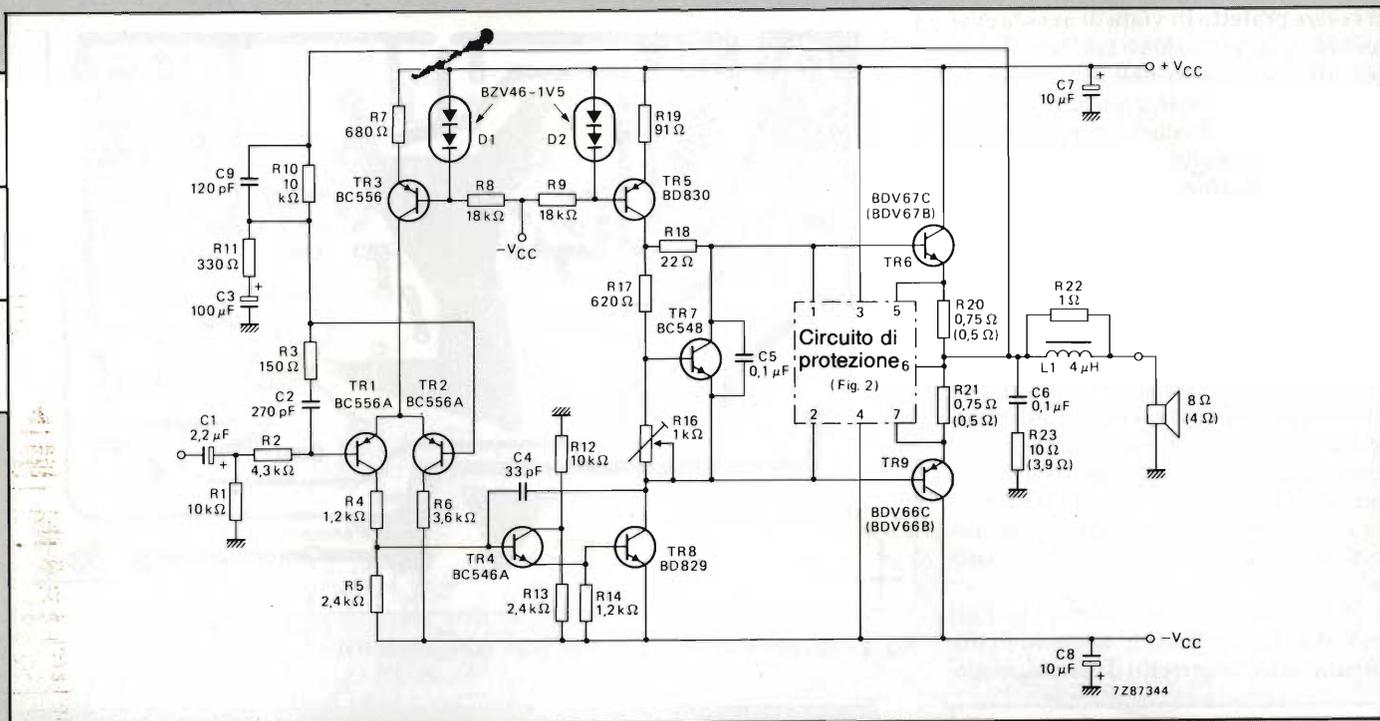



Fig. 1 - Amplificatore da 70 W; i valori dei componenti e i transistori racchiusi tra parentesi si riferiscono alla versione con potenza di uscita di 90 W.

zione simmetrica. Questa forma di alimentazione, da una parte migliora la risposta dell'amplificatore alle basse frequenze e dall'altra riduce i picchi transitori di tensione che diversamente si verificherebbero all'atto della messa in funzione dell'amplificatore, e questo per il semplice fatto che utilizzando una tensione di alimentazione simmetrica, si può fare a meno del condensatore elettrolitico di accoppiamento con l'altoparlante. L'impiego di una tensione di alimentazione simmetrica richiederà ovviamente la presenza all'ingresso dell'amplificatore di uno stadio differenziale (TR1, TR2) il quale, grazie ad un circuito di reazione ad accoppiamento diretto, impedirà una eventuale circolazione di corrente continua nella bobina mobile dell'altoparlante (polarizzazione in continua) che potrebbe indubbiamente verificarsi nel caso in cui il *punto intermedio* della tensione di alimentazione venisse ad assumere un valore diverso da zero.

Il transistore TR3 funziona da *sorgente di corrente*, e di conseguenza tenderà a mantenere la corrente complessiva circolante nello stadio d'ingresso sul valore fisso di 1 mA.

Il segnale presente ai capi del resistore di carico di collettore del transistore TR1 viene accoppiato direttamente ai transistori TR4-TR8 collegati in configurazione Darlington. Questi due transistori assieme al transistore TR5 (≈ 7 mA) che funziona da sorgente di corrente, costituiscono lo stadio pilota in classe A che comanda i transistori dello stadio di uscita complementare TR6/TR9.

La corrente di riposo dello stadio finale lavorante in classe A/B viene stabilizzata termicamente ad opera del transistore TR7 (in quanto questo transistore è montato sul radiatore di calore dove si trovano i transistori dello stadio finale), e dai resistori di emettitore R20 e R21. Le reti RC presenti nello stadio finale e nell'anello di reazione (R2, R3, C2, C4) fanno in maniera che l'amplificatore venga ad avere una buona stabilità in alternata in tutti i punti del circuito.

I circuiti riportati in *figura 2* servono a proteggere i transistori finali contro eventuali possibilità di sovraccarico dei medesimi oppure, per esempio, contro un eventuale cortocircuito dei terminali dell'altoparlante. L'amplificatore da 90 W/4 Ω impiega il sistema di protezione ad una sola pendenza; quello con potenza d'uscita a 70 W/8 Ω richiede invece un circuito di protezione a doppia pendenza.

È evidente che, se si dovesse interrompere una delle linee di alimentazione dell'amplificatore, nella bobina mobile dell'altoparlante verrebbe a circolare un valore elevato di corrente continua. L'altoparlante ha quindi bisogno

Tabella 1 - Caratteristiche principali dei transistori BDV66/BDV67.

	BDV66/BDV67(p.n.p./n.p.n.)			
	A	B	C	D
$|V_{CBO}|$ max. (V) $|V_{CEO}|$ max. (V)	100 80	120 100	140 120	160 150
$|I_C|$ max. c.c.	16	A		
$|I_{CM}|$ max.	20	A		
P_{tot} (T_{mb} = 25°C, $|V_{CEO}| \leq 50$ V)	200	W		
$T_{j\ max}$	150	°C		
$R_{th\ (j\text{-}mb)}$	0,625	K/W		
f_{hfe} (3 V, 5 A)	60	kHz		
h_{FE} (3 V, 10 A)	>	1000		
$|V_{BE}|$, (3 V, 10 A)	<	2,5 V		
$|V_{CEsat}|$, (10 A, 40 mA)	<	2,0 V		
$|I_{CBO}|$ at $^1/_2$ $|V_{CEO}|$ max., T_j = 150 °C	<	1 mA		

di essere protetto in vista di questa evenienza, e la protezione più semplice e più efficace consiste nell'inserire un fusibile in entrambe le linee di alimentazione dell'alimentatore, e cioè, sia in quella positiva che in quella negativa. Per l'amplificatore con potenza di uscita da 70 W occorrerà un fusibile da 2A, per quello da 90 W, un fusibile da 3A.

Considerazioni di progetto

Il progetto delle due versioni di questo amplificatore prevede che nelle peggiori condizioni di funzionamento, e cioè alla massima temperatura ambiente di 45 °C, non venga mai superata la massima temperatura T_j max specificata per la giunzione dei transistori.

Nella *tabella 1* sono riportati i valori calcolati riguardanti le tensioni di alimentazione, le correnti di uscita, i valo-

Fig. 2 - Circuiti di protezione; (a) per l'amplificatore da 70W; (b) per l'amplificatore da 90 W.

Fig. 3 - Circuito stampato, visto dalla parte rame (scala 1:1).

Tabella 2 - Tensioni di alimentazione (correnti di uscita) valori di dissipazione e dissipatori di calore richiesti.

parametri	*amplificatore 70 W/8Ω*	*amplificatore 90 W/4Ω*
corrente di picco di uscita $I_o = \sqrt{(2\ P_o/R_L)}$	4,2 A	6,7 A
tensione di picco di uscita $V_o = \sqrt{(2\ P_o\ R_L)}$	33,5 V	26,8 V
R_E richiesta (R20, R21)	0,75 Ω	0,5 Ω
caduta di tensione ai capi di R_E ($I_o\ R_E$)	3,15 V	3,35 V
$V_{BE\ max}$ (TR6, TR9)	2 V	2,2 V
V_{CEsat} (TR5, TR8) + $V_{perdita\ (R19)}$	1 V	1 V
tensione di alimentazione (a pieno carico) V_{CC}	± 40 V	± 34 V
tensione di alimentazione (assenza di carico) V_{CCO} (= $V_{CC}/0,85$)	± 47 V	± 40 V
tensione di alimentazione in corrispondenza dell'escursione $2/\pi$ $V_{CC(2/\pi)} = V_{CCO} \times 0,9$	± 42,3 V	± 36 V
dissipazione di potenza nelle condizioni peggiori $P_d = \frac{(1,1\ V_{CC(2/\pi)})^2}{\pi^2\ (R_L' + R_E)}$	30,7 W	42,9 W
$R_{thj\text{-}a} = \frac{T_{j\ max} - T_a}{P_d}$ (per T_a = 45 °C)	3,4 K/W	2,5 K/W
resistenza termica radiatore-ambiente ($R_{th\ h\text{-}a}$) per i due transistori d'uscita	1 K/W	0,5 K/W
lunghezza radiatore (Seifert KL 139)	38 mm	125 mm

Note:
1. $R_L' = 0,8\ R_L$
2. $R_{th\ h\text{-}a} = R_{th\ j\text{-}a} - R_{th\ bm\text{-}h} - R_{th\ j\text{-}bm}$ ($R_{th\ bm\text{-}n}$ = 0,8/KW per rondella mica + compound)

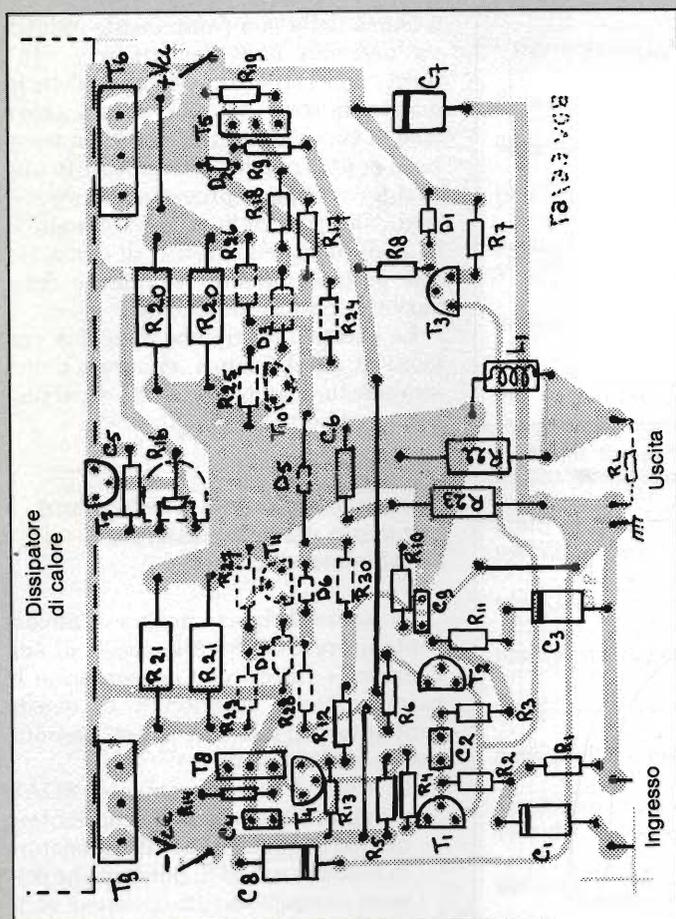



Fig. 4 - Circuito stampato visto dalla parte dei componenti.

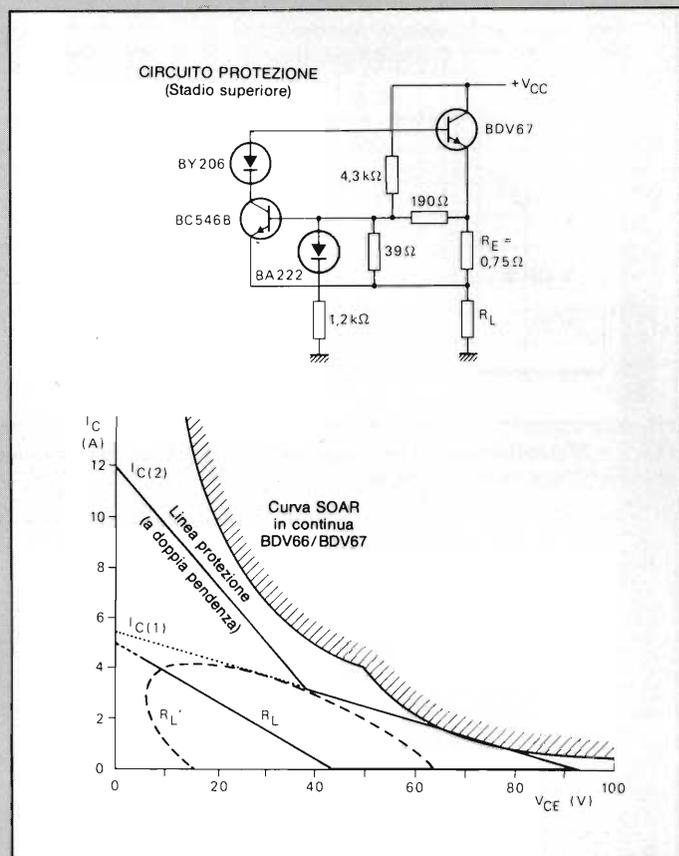



Fig. 5 - (in alto) Circuito di protezione a doppia pendenza per lo stadio superiore dell'amplificatore da 70W; (in basso) relative rette di carico.

ri di dissipazione ammissibili e i dissipatori di calore richiesti.

Protezione SOAR

I circuiti di protezione nei confronti di eventuali sovraccarichi a cui prima abbiamo accennato sono stati dimensionati in maniera da mantenere la potenza dissipata dei transistori finali entro le aree cosiddette di sicurezza, e cioè, entro le aree SOAR (SOAR = Safe Operating ARea). In *figura 5* si può vedere il circuito di protezione a doppia pendenza dello stadio superiore dell'amplificatore da 70 W/8 Ω unitamente alle relative rette di carico (indicate in basso). La curva esterna caratterizzata da fitti tratteggi non è altro che la curva SOAR in continua pubblicata nei dati caratteristici del BDV66/67 forniti dal costruttore.

La retta di carico R_L indica la massima escursione $I_C - V_{CE}$ del segnale nel caso in cui il carico fosse costituito da una pura resistenza da 8Ω. Naturalmente, se il carico non è puramente ohmico, la retta di carico reale non potrà coincidere con la retta R_L. Così, per esempio, un altoparlante da 8 Ω il quale

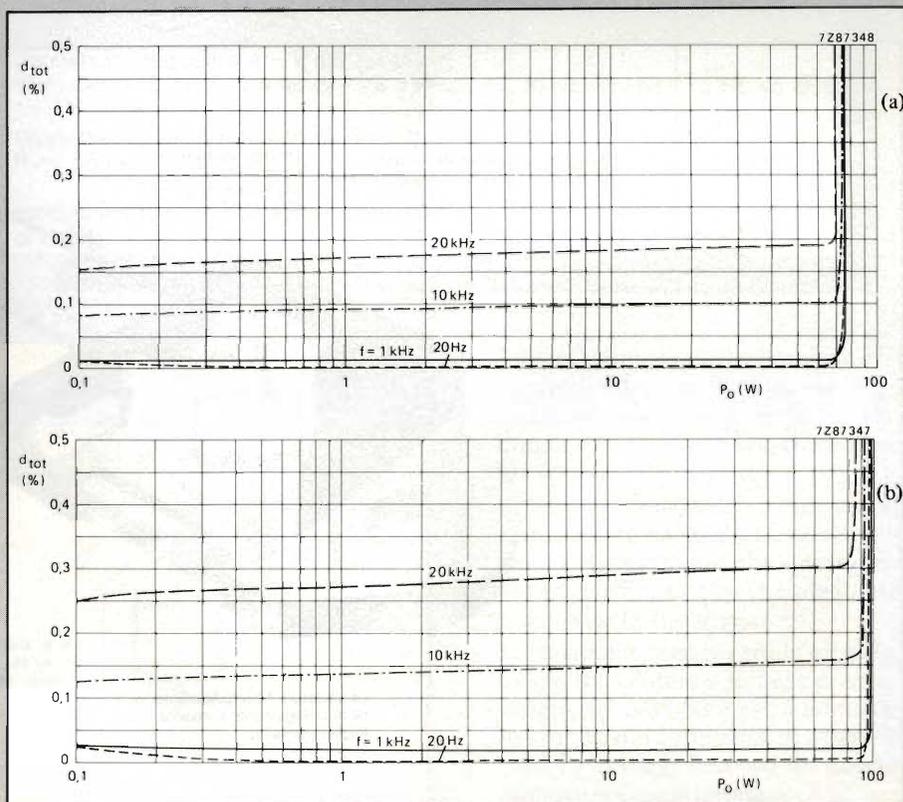



Fig. 6 - Distorsione armonica complessiva in funzione della potenza di uscita; (a) per l'amplificatore da 70 W-8 Ω, (b) per l'amplificatore da 90 W-4 Ω.

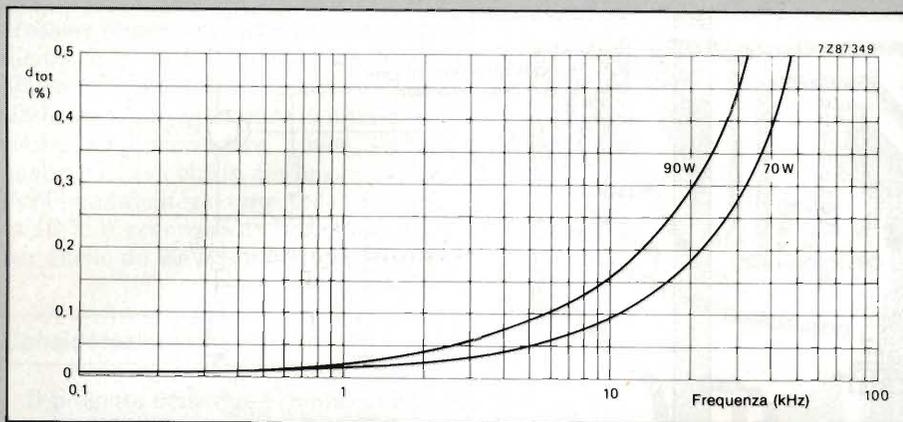



Fig. 7 - Distorsione armonica complessiva in funzione della frequenza per gli amplificatori rispettivamente da 70 W e 90 W.

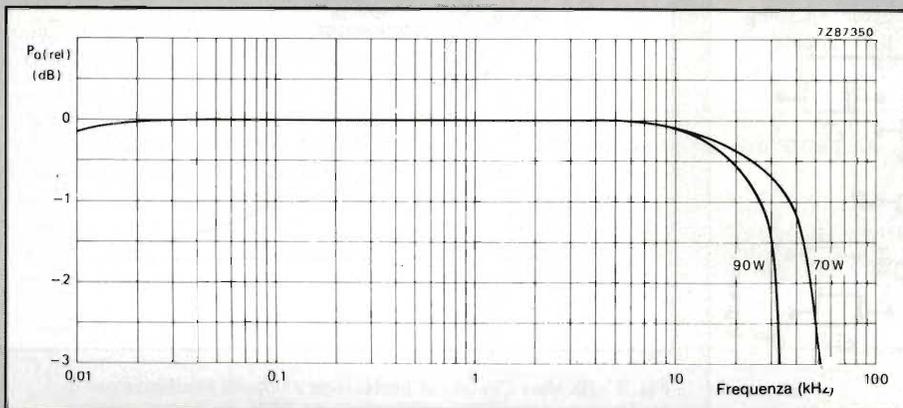



Fig. 8 - Larghezza di banda della potenza per gli amplificatori da 70 W - 8 Ω e 90 W-4 Ω. 0 dB corrisponde alla potenza di uscita P_o alla frequenza di 1 kHz e con una d_{tot} = 0,5%.

a causa della sua componente induttiva presenta uno sfasamento di 45°, avrà come retta di carico quella che in questa figura è indicata in tratteggio e cioè la curva R_L'. Il circuito di protezione, a doppia pendenza, riportato in alto di figura 5 è stato progettato in maniera da dare una retta di carico che giacerà al di fuori della "retta" di carico R_L' pur però rimanendo all'interno della curva di protezione SOAR.

Le prestazioni tipiche delle due versioni di amplificatori, misurate a una temperatura ambiente di 25 °C, si possono vedere nella *tabella 2.*

Contenitore SOT-93 e indicazioni per il suo corretto fissaggio al radiatore di calore

La *figura 9* riporta uno spaccato del contenitore SOT-93 allo scopo di evidenziare i fattori che determinano le caratteristiche eccezionali di questo contenitore al silicone. Questi possono essere così riassunti:
— le aree di funzionamento SOAR maggiorate che questo contenitore ammette consentono al transistore di trattare valori di potenza che possono essere addirittura cinque volte superiori a quelli trattati dai contenitori convenzionali. Permette inoltre un funzionamento più sicuro sia

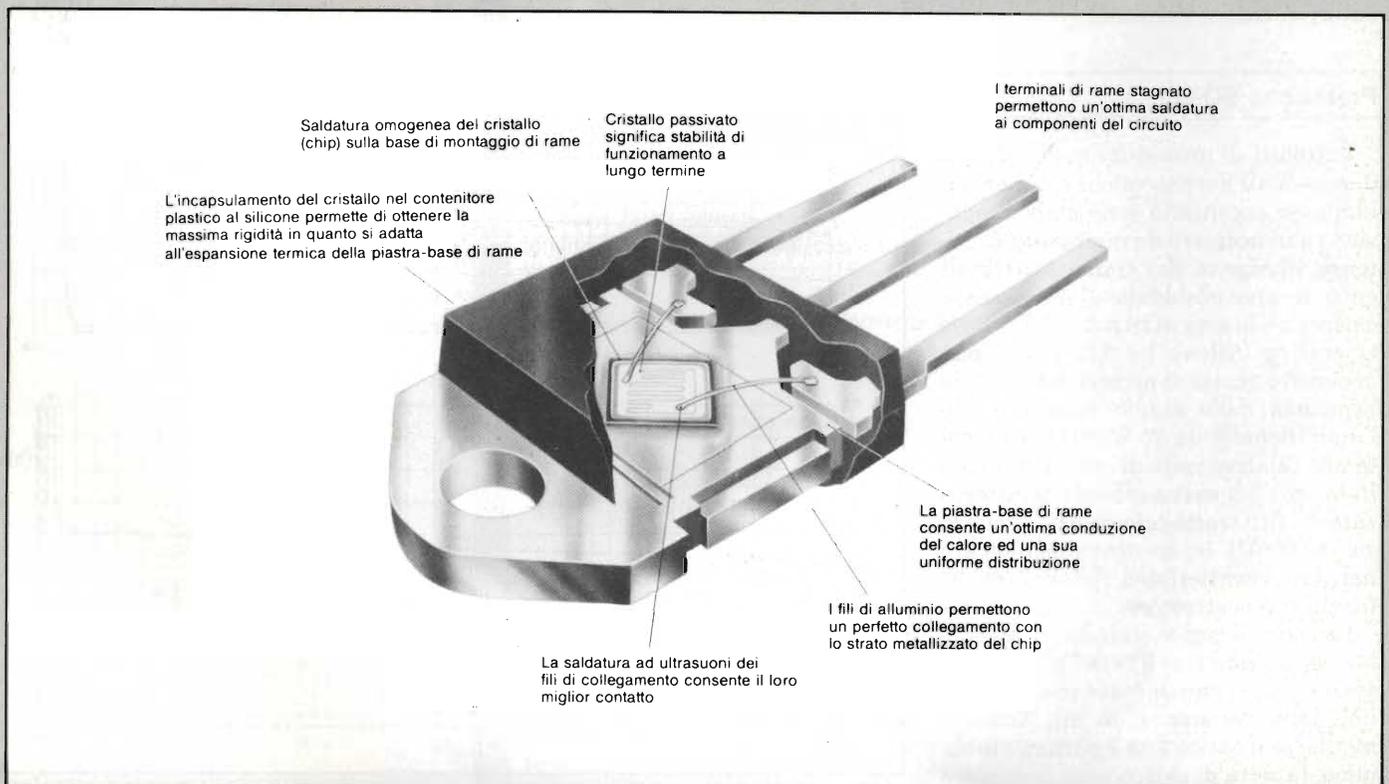



Fig. 9 - Particolari costruttivi e tecnologici che caratterizzano e determinano le qualità del contenitore SOT-93.

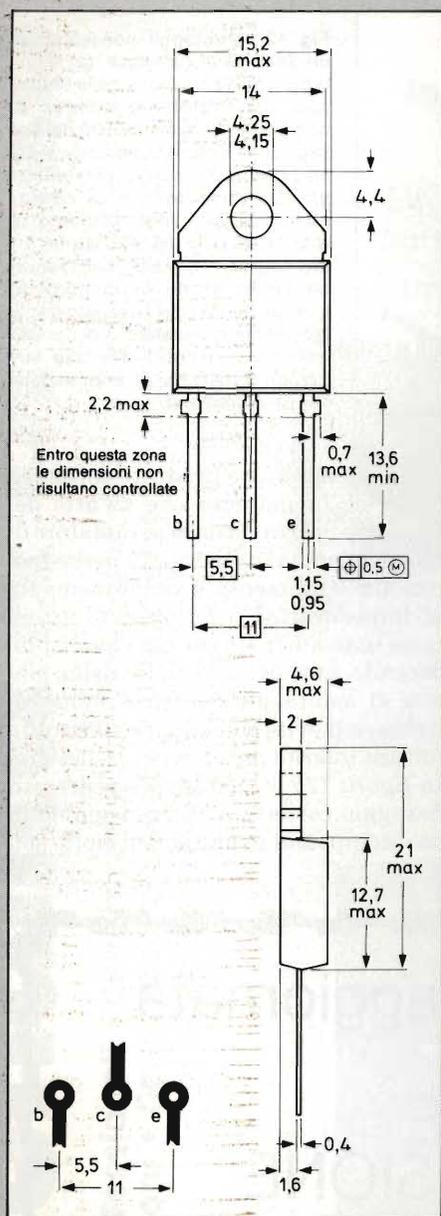



Fig. 10 - Dimensioni e terminali di uscita del contenitore SOT-93.

Tabella 3 - Prestazioni e caratteristiche dei due amplificatori

parametri	*70 W*	*90 W*
impedenza di carico	8 Ω	4 Ω
potenza di uscita (f = 1 kHz, d = 0,5%)	75 W	97 W
tensione alimentazione (assenza di carico) V_{CCO}	± 47 V	± 40 V
tensione di alimentazione (con carico) V_{CC}	± 40 V	± 34 V
tensione offset	< 40 mV	< 40 mV
regolazione corrente TR3	1 mA	1 mA
regolazione corrente TR5, TR8	7 mA	7 mA
corrente di riposo di TR6, TR9 (regolata mediante R16)	50 mA	50 mA
impedenza d'ingresso (determinata da R1)	10 kΩ	10 kΩ
impedenza di uscita	< 0,05 Ω	< 0,05 Ω
guadagno in tensione ad anello chiuso	30 dB 30 dB	
sensibilità d'ingresso per P_o = valore nominale	760 mV	600 mV
larghezza di banda della potenza (—1 dB; d = 0,5%)	10 Hz-35 kHz	10 Hz-25 kHz
distorsione armonica (calcolata con P_o a 1 kHz)	0,01%	0,03%
distorsione per intermodulazione	0,02%	0,05%
risposta in frequenza a − 1 dB (livello di riferimento 10 dB al disotto di P_o a 1 kHz)	15 Hz-35 kHz	15 Hz-25 kHz
risposta in frequenza a − 2 dB, (livello di riferimento 10 dB al disotto di P_o a 1 kHz)	10 Hz-60 kHz	10 Hz-45 kHz
rapporto segnale/disturbo (riferimento P_o = 50 mW, R_S 0):	83 dB	80 dB
assorbimento di corrente alla massima potenza di uscita	± 1,4 A	± 2,2 A

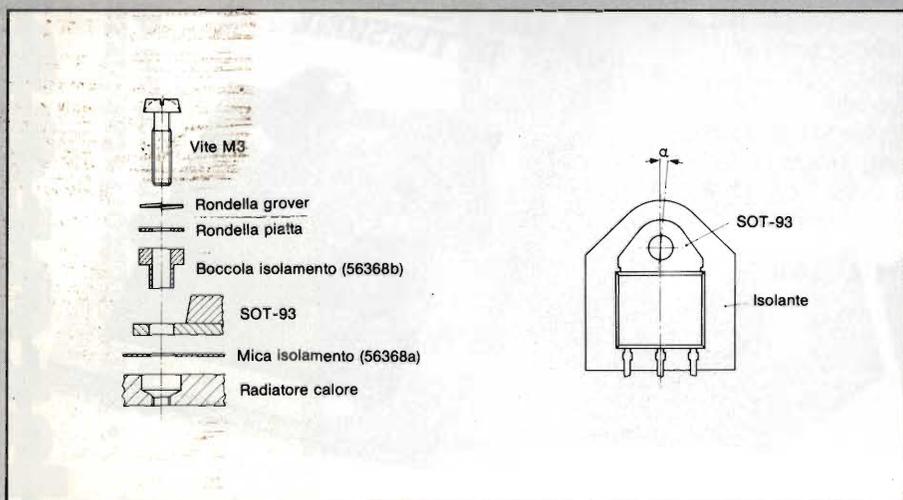



Fig. 11 - Schema di montaggio isolato mediante vite del contenitore SOT-93 al radiatore di calore.

all'atto della messa in funzione dell'amplificatore (switch-on) sia nelle eventuali condizioni di sovrapilotaggio (overdrive) e di cortocircuito dei terminali di uscita.

— il fatto di poter essere applicato al radiatore da un solo lato, ne semplifica il fissaggio sia che questo avvenga mediante clip che mediante unica vite di fissaggio.

— la resistenza termica tra la giunzione del transistore e la base di montaggio del SOT-93 è estremamente bassa, da qui la facilità di ottenere tutti i vantaggi derivati da questa importante caratteristica.

La *figura 10* riporta la struttura e le dimensioni del contenitore SOT-93; il collettore del transistore risulta colle-

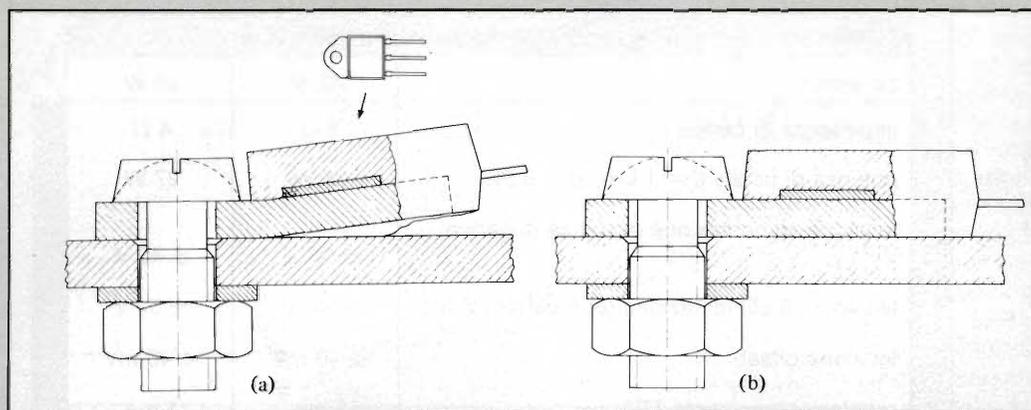



Fig. 12 - Montaggio non isolato di un SOT-93 al radiatore. (a) Montaggio non corretto; è stata impiegata una quantità eccessiva di compound la quale all'atto del fissaggio ha determinato una deformazione della piastra di montaggio del transistore, e di conseguenza, molto probabilmente la rottura del chip del transistore. (b) Montaggio corretto; utilizzando un sottile strato di compound, questo, all'atto del fissaggio potrà facilmente fuoriuscire, e di conseguenza, consentire alle due superfici metalliche di combaciare senza deformarsi.

gato contemporaneamente sia alla base di fissaggio del contenitore sia al terminale centrale di uscita.

Nella maggior parte dei casi, il contenitore SOT-93 viene fissato al radiatore mediante vite e dado. Essendo la base di montaggio del transistore collegata al collettore, dovrà essere isolata dal radiatore di calore; in figura 11 si può vedere come questo isolamento avviene principalmente mediante una boccola (56368B nell'esempio) e la piastrina isolante di mica (56368a). Le superfici a diretto contatto rispettivamente del transistore e del radiatore di calore devono essere il più possibile lisce e pulite, e i fori liberi da residui metallici. Non si potranno mai comunque eliminare del tutto le irregolarità presenti sulla superficie del radiatore di calore; queste tendono infatti ad aumentare la resistenza termica. Per compensare questo inconveniente particolarmente grave nel caso di montaggio non isolato, si ricorre alle cosiddette paste termiche (compound) le quali riempiendo queste irregolarità tenderanno a diminuire la resistenza termica tra base di montaggio del transistore e radiatore di calore. Le paste termiche devono però essere applicate in strato sottile ed uniforme in maniera che all'atto del fissaggio del transistore al radiatore di calore la pasta in sovrappiù possa fuoriuscire lentamente e uniformemente ed impedire così il formarsi di grumi come indicato in *figura 12a* i quali, producendo una deformazione della piastra di montaggio del transistore, potrebbero inevitabilmente produrre una rottura interna del chip del medesimo. In *figura 12b* si può invece vedere un fissaggio corretto realizzato spalmando il compound in uno strato molto sottile. ■

Un filtro integrato a 4 poli per applicazioni audio

VCF 3320

Il 3320 è un classico integrato VCF (Voltage Controlled Filter) della seconda generazione. È assai complesso e per usarlo bene occorre conoscerlo bene. In questo articolo lo analizziamo a fondo e ne presentiamo dati e schemi applicativi tipici, potrete così ottimizzarne l'uso nel campo da voi scelto (audio, controllo di segnale, sintesi musicale, etc.).

a cura dell'Ing. Paolo Bozzola

Il 3320 è un integrato prodotto dalla CURTIS ELECTRO MUSIC SPECIALITIES ed è un filtro integrato, a quattro poli, completo di controllo di tensione della risonanza. Le quattro sezioni (celle) sono indipendenti e possono essere collegate fra loro e dare origine ai più svariati modelli di filtro (low-pass, high-pass, band-pass, notch, etc.). Un unico modulo di controllo dell'ingresso svolge la funzione di conversione da lineare in esponenziale, ed è stabilizzato termicamente già all'interno. Un altro ingresso permette all'utente di modificare la risonanza del filtro costruito. Ogni cella di filtro si basa su un nuovo schema di amplificatore a guadagno variabile, che si autocompensa in temperatura ed è più stabile dei tradizionali schemi a trans-conduttanza. Inoltre, la distorsione è più bassa e così anche il rumore. Infine, l'integrato contiene anche un circuito di regolazione dell'alimentazione, stabilizzato: una semplice alimentazione esterna di +/− 15 V è dunque sufficiente.

Fig. 1 - Schema a blocchi del VCF 3320.

Suggerimenti per l'uso

Alimentazioni

Per minimizzare la dissipazione, l'alimentazione negativa è stabilizzata internamente a −1,9 V con un regolatore shunt. In teoria un'alimentazione esterna dai − 4 ai − 15 V può essere applicata, ma è meglio inserire un resistore-limitatore, R_{ee}, che va così calcolato:

$$R_{ee} = \frac{V_{cc} - 2{,}7\ V}{0{,}008}$$

Si ricordi che è meglio applicare alimentazioni di +/− 15 V, anche se il filtro può lavorare fra +/− 9 e +/− 18 V. È chiaro che dal valore delle alimentazioni dipende il livello del segnale in uscita:

$$V_{out}\ (\text{picco-picco}) = V_{cc} - 3\ (V).$$

La cella di filtro

Ogni singolo stadio consiste in una cella a guadagno variabile seguita da un buffer ad alta impedenza di ingresso (*figura 2*). La cella è un circuito con ingresso e uscita in corrente, la cui corrente in uscita, I_{out} è descritta dalle seguenti formule:

1) $I_{out} = (I_{ref} - I_{in}) \cdot e^{-V_c/V_T}$, dove $V_T = KT/q$, V_c = tensione al pin 12,

e quindi:

2) $I_{ref} = \dfrac{0{,}46\ V_{cc} - 0{,}65\ V}{100\ k\ \Omega\ *}\ * \pm 25\%$

All'ingresso della cella vi è un diodo polarizzato direttamente, per cui l'ingresso si comporta come un nodo di somma a bassa impedenza ed al potenziale di + 650 mV rispetto a massa. Ecco allora che le correnti di ingresso richieste per la cella possono essere facilmente ottenute con dei resistori in serie fra la sorgente di segnale ed il nodo di somma: come se il nodo fosse già il piedino di un operazionale usato come sommatore.

Per l'uso normale come filtro, ogni stadio viene reazionato con R_f, come si vede dalla *figura 1*. Senza segnale in ingresso, I_{in} è sempre uguale a I_{ref} (vedansi le formule precedenti).

Per la massima attenuazione degli effetti della tensione di controllo sul segnale audio, e per il massimo guadagno, la tensione di uscita a riposo di ogni stadio, cioè V_{0dc}, deve essere:

$$V_{0dc} = 0{,}46\ V_{cc}$$

(NOTA: V_{cc} è l'alimentazione positiva).

Così, come nel semplice caso di *figura 2*, R_f va calcolata come segue:

$$R_f = (V_{0dc} - 0{,}65\ V)/(I_{ref}) = 100\ k\Omega \text{ (nominali)}.$$

Dato che I_{ref} può variare del +/−25%, V_{0dc} avrà una tolleranza tipica del 30% da integrato a integrato, usando normali resistori al 5% come R_f. Nel caso di $V_{cc} = +15$ V, I_{ref} è 63 mA nominali, e la tensione continua all'uscita di ogni stadio dovrebbe essere + 6,9 V. L'impedenza di uscita della cella a guadagno variabile, sebbene alta, ha poi un valore finito, e questa impedenza si riflette sull'ingresso come una resistenza, in corrente alternata, di 1 MΩ tipico in parallelo col resistore R_f, per un valore qualsiasi della tensione di controllo. La frequenza ove cade il polo di ogni stadio è determinata dalla resistenza totale equivalente della retroazione, R_{eq}, e dalla capacità del condensatore usato nello stadio. La formula è:

1) $f_p = \dfrac{A_{io}}{2\pi \cdot R_{eq} \cdot C_p}\ e^{-V_c/V_T}$,

dove $R_{eq} = \dfrac{R_f \cdot 1\ M\Omega\ *}{R_f + 1\ M\Omega *}$

$* -50\%, +100\%$

Si noti che A_{io} è il guadagno in corrente della cella per $V_c = 0$, ed è tipicamente 0,8.

Fig. 2 - Schema di uno dei quattro stadi.

Accoppiamento coi segnali audio

Affinchè si abbia un responso da passa-basso, il segnale in ingresso va

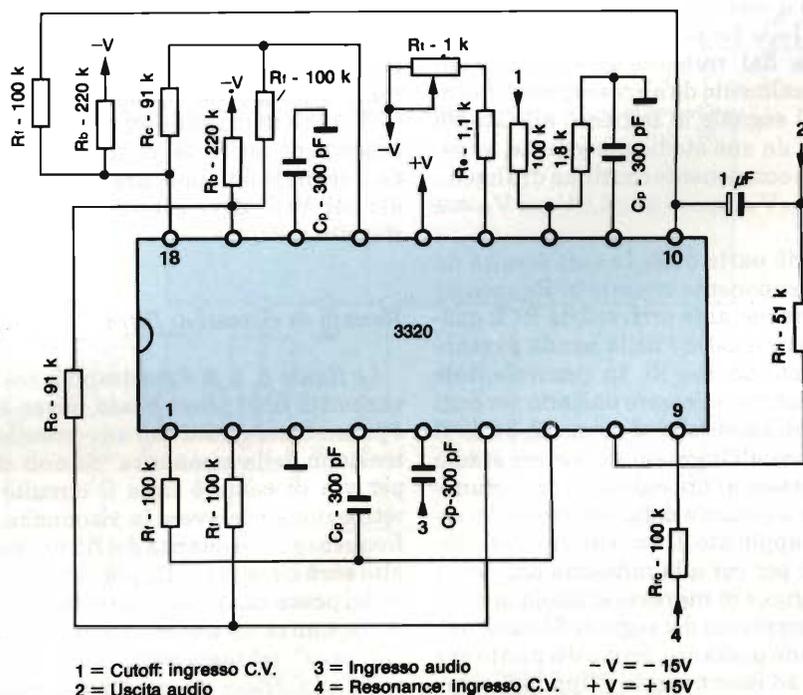



Fig. 3 - Filtro passa-basso con controllo della risonanza.

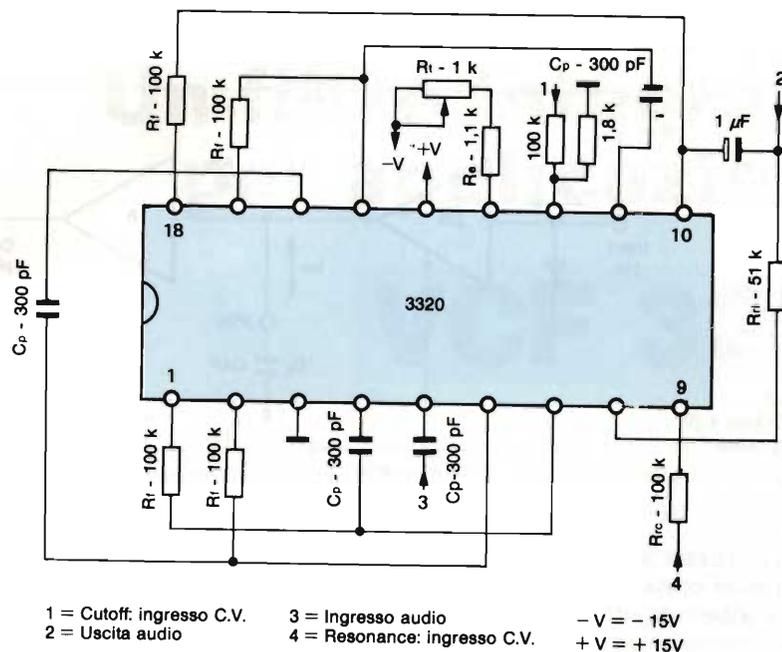



Fig. 4 - Filtro passa-alto con controllo della risonanza.

applicato con un resistore di riduzione, R_c, all'ingresso. Se tale segnale è proprio il segnale che entra nel primo stadio di tutto il VCF, in generale esso avrà una componente continua nulla (es.: accoppiato capacitivamente con lo stadio a monte), e quindi tutta la corrente $I_{in} = I_{ref}$ per il primo stadio sarà fornita dal resistore di reazione (ed eventualmente da altre sorgenti). Se invece il segnale in ingresso allo stadio arriva da uno stadio precedente, vi sarà una componente continua di almeno 0,46 V_{cc} V a riposo (es.: 6,9 V per $V_{cc} = +$ 15 V).

Perciò parte della I_{in} sarà fornita da tale componente tramite la R_c, mentre la parte restante arriverà da R_f. Il guadagno in tensione nella banda passante è dato da R_{eq}/R_c. In generale, tale guadagno deve essere unitario per tutti gli stadi successivi al primo (2, 3 e 4). Il resistore all'ingresso del primo stadio deve essere allora calcolato opportunamente a seconda della ampiezza del segnale applicato. Il suo valore deve essere tale per cui alla massima ampiezza del segnale in ingresso si abbia la massima ampiezza del segnale filtrato, nella banda passante, prima del punto ove inizia ad essere tosato (clipping), ovvero prima che inizi la distorsione.

Per avere una funzione di passa-alto, il segnale in ingresso viene accoppiato alla cella a guadagno variabile tramite il condensatore che caratterizzerà quel polo, cioè C_p. In tale caso ogni componente continua sarà bloccata da tale condensatore, e la corrente $I_{in} = I_{ref}$ per ogni ingresso sarà fornita solo da R_f.

Il guadagno in tensione nella banda passante, per il caso di passa-alto, è sempre unitario per qualsiasi valore di R_f. Per ottenere i migliori risultati, l'impedenza di uscita del modulo che genera il segnale da applicare al primo stadio del VCF deve essere molto bassa rispetto a $R_f/4$.

Esempi di circuiti di filtro

Le *figure 3, 4, 5, 6* mostrano le realizzazioni di filtri passa-basso, passa-alto e passa-banda, tutti con un controllo in tensione della risonanza. Si noti che, per via di come è fatto il circuito di retroazione per avere la risonanza, la frequenza di risonanza del filtro passa-alto sarà circa 2,4 volte più alta di quella del passa-basso, mentre la frequenza di risonanza del passa-banda e del tipo "all-pass" (shifter) sarà 1/2,4 = 0,42 volte più bassa di quella del passa-basso. Tutto ovviamente per stessi valori dei componenti.

Controllo della frequenza di taglio

Il guadagno in corrente di ogni sezione (e quindi la relativa frequenza del polo associato) è controllato simultaneamente in tutti gli stadi da una tensione applicata al piedino 12 dell'integrato. La scala delle variazioni IN/OUT è esponenziale con uno standard di 18 mV/ottava (60 mV/decade), e quindi in molti casi un attenuatore in ingresso sarà d'obbligo. Una tensione di controllo che diviene via via più positiva fa abbassare la frequenza di taglio del filtro. Per avere i migliori risultati, ed una scala (range) di 1 : 1000, la tensione sul piedino 12 non deve uscire dal campo di − 25 V e + 155 mV.

Tutti i quattro stadi del 3320 hanno le celle compensate in temperatura. L'unico effetto da compensare, sempre dovuto alle variazioni della temperatura, è quello del convertitore esponenziale in ingresso, la cui sensibilità ($1/V_t$) può essere compensata con il classico termistore TEMPCO TEL-LABS Q81 (1 kΩ, 1%, + 3300 p.p.m./C).

Controllo della risonanza

La cella a guadagno variabile usata per controllare la risonanza è invece un classico amplificatore a trans-conduttanza. Questo ha un piedino di ingresso separato (9) ed un ingresso pure indipendente per il controllo in tensione con una scala lineare (8), ed un'uscita in corrente connessa invece internamente all'ingresso del primo stadio. Con una impedenza di 3,6 kΩ (+/− 900 Ω) l'ingresso è riferito a massa; così il collegamento alla uscita del filtro dovrà avvenire con un condensatore di accoppiamento. Per controllare la trans-conduttanza della cella adibita a variare la risonanza occorre una corrente variabile. Il nodo di ingresso è a bassa impedenza e a potenziale quasi zero rispetto a massa, ed allora la corrente necessaria può essere facilmente ottenuta dalla stessa tensione di controllo applicata interponendo, in serie a tale segnale di controllo, un resistore, detto R_{rc}, del quale un estremo va collegato direttamente al piedino 9. Il resistore deve essere scelto affinchè la massima tensione di controllo applicata produca la massima risonanza del VCF.

Per calcolare, invece, il valore di R_{ri},

cioè il resistore che regola la retroazione della risonanza, si deve tenere conto che si deve scegliere il punto più consono alle proprie esigenze ove fare iniziare il range di controllo della risonanza. Si ha:

$$R_{ri} = 3,6\ k^{*}\frac{G_{m.osc} \cdot R_{eq}}{A_{osc}} - 1 \ ;\ ^{*} \pm 25\%$$

dove $G_{m.osc}$ è il valore di transconduttanza della cella corrispondente al valore della corrente di controllo al quale si desidera che abbia inizio l'auto-oscillazione; mentre A_{osc} è il guadagno generale dal resistore sull'ingresso del segnale di risonanza (R_{ri}), all'uscita del filtro necessaria per avere l'oscillazione. Se il guadagno degli stadi 2,3 e 4 è unitario, allora $A_{osc} = 12$ dB, ovverossia 4, nel caso del filtro passa-basso. Mentre si adopera il filtro nel suo stato di auto-oscillazione, si deve aver cura di non sovraccaricarne l'ingresso, pena la riduzione del livello d'uscita, dovuta a distorsione (clipping) e una acquisita difficoltà nel controllare l'auto-oscillazione.

È chiaro che, a questo punto, variando la tensione di controllo agli stadi del filtro la frequenza di oscillazione varierà proporzionalmente ed il VCF si comporterà come un VCO.

La cella a guadagno variabile in trans-conduttanza che normalmente è impiegata per controllare la risonanza del VCF, può altresì essere usata come VCA indipendente, ad esempio per controllare l'ampiezza del segnale posto all'ingresso del primo stadio del VCF. Addirittura, essa può essere configurata come compressore-limitatore della dinamica di tale segnale in ingresso, se si desidera essere certi che il VCF non sia mai sovraccaricato. Tale uso è assai comodo nelle applicazioni in cui il segnale di ingresso non provenga da moduli classici come VCO etc., ma, ad esempio, da strumenti esterni (chitarra, voce).

Reiezione della tensione di controllo (frequenza di taglio)

La componente continua all'uscita del VCF dovuta al controllo in tensione della frequenza di taglio può essere minimizzata regolando la corrente che fluisce al piedino dell'alimentazione negativa (13). Si usa un resistore R_e di

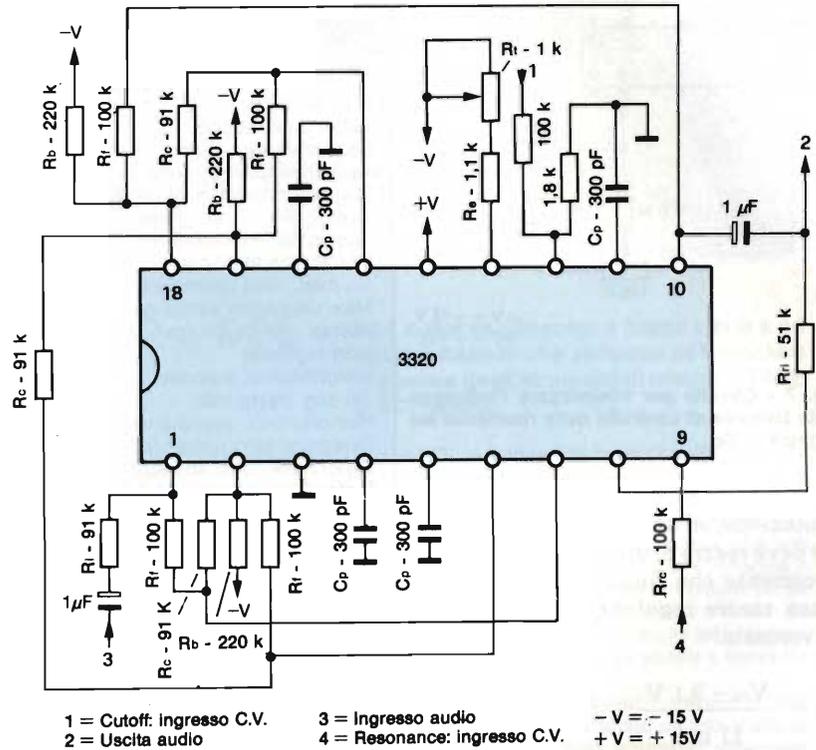



Fig. 5 - Filtro passa-banda con controllo della risonanza.

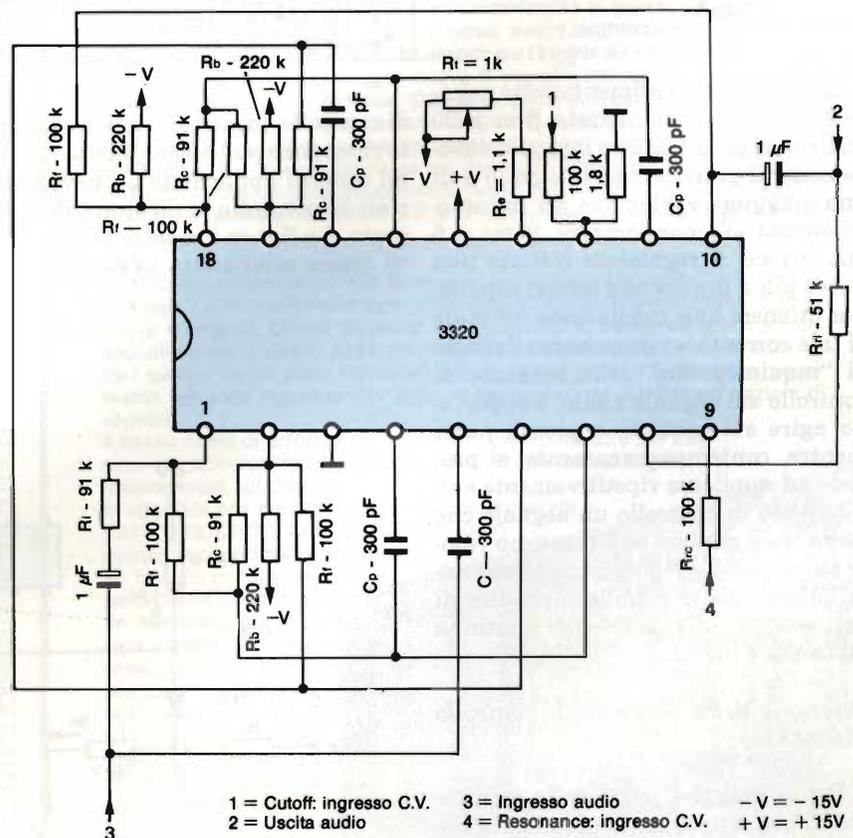



Fig. 6 - Filtro all-pass (shifter) con controllo della risonanza.

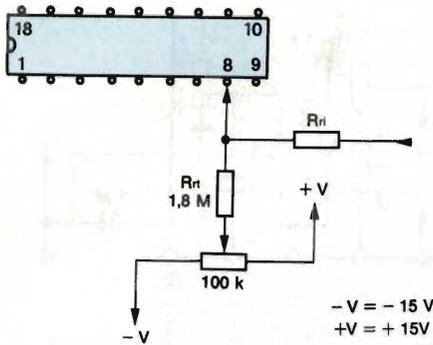



Fig. 7 - Circuito per minimizzare l'influenza della tensione di controllo della risonanza sul segnale audio.

Tab. 1 - Specifiche tecniche del 3320 e valori massimi ammissibili dei parametri.

Parametro	Min.	Tip.	Max.	Unità Mis.
Campo di controllo	1000 : 1	10000 : 1	—	—
Errore di controllo	—	4	12	%
Sensibilità ingr. contr.	57,5	60	62,5	mV/decade
Variaz. temp. ingr. contr.	3000	3300	3600	p.p.m.
Guadagno di cella ($V_c = 0$)	0,5	0,8	1,2	—
Variaz. temper. guadagno	—	500	1500	p.p.m.
Variaz. da riscaldamento	—	0,5	1,5	%
Interazione tens. contr.	—	60	200	mV
G_m max. cella risonanza	—	—	2,75	mmho
Max. risonanza senza osc.	20	30	—	dB
Interaz. c.v. risonanza (non regolata)	—	200	1000	mV
Distorsione in autoosc.	—	0,5	1,5	%
Zin seg. risonanza	2,7	3,6	4,5	kΩ
Rumore/max. segnale uscita	– 76	– 86	—	dB
Reiezione (arrestabanda)	73	83	—	dB
Distorsione (passabanda)	—	0,1	0,3	%
Distorsione (arrestabanda)	—	0,3	1,0	%
Capacità sink buffer	0,4	0,5	0,63	mA
Zout dei buffer	75	100	200	Ω
Alimentazione positiva	+ 9	—	+ 18	V
Alimentazione negativa	– 4	—	—	V
Corrente assorbita	3,8	5	6,5	mA
Ampiezza segn. uscita (al clipping)	10	12	14	V (p-p)
Tensione fra V_{cc} e V_{ee}			+ 22	V (– 0,5 V)
Tensione fra V_{cc} e Massa			+ 18	V (– 0,5 V)
Tensione fra V_{ee} e Massa	– 4		+ 0,5	V
Tensione fra IN e massa (di una cella)	– 6		+ 0,5	V
Tensione fra pin 12 e GND	– 6		+ 6	V
Tensione fra pin9 e GND	– 18		+ 2	V
Corrente (ogni piedino)	– 40		+ 40	mA
Temperatura (magazzeno)	– 55		150	Gradi C
Temperatura (funzionamento)	– 25		+ 75	Gradi C

limitazione, ed un trimmer in serie (R_t), che deve essere di un valore tale per cui la corrente che fluisce nel piedino 13 possa essere regolata fra 5 e 11 mA. Ovverossia:

$$R_e = \frac{V_{cc} - 3{,}1\ V}{11\ mA} \quad ; e:$$

$$R_t = \frac{V_{cc} - 2{,}4\ V}{5\ mA} - R_e$$

La corrente dell'alimentazione negativa può essere aumentata fino a 20 mA, ma al prezzo di una maggior dissipazione di potenza nell'integrato e di una maggiore variazione dei parametri dovuta alla temperatura. Sotto ai 5 mA invece, il regolatore interno non riesce più a funzionare correttamente. Per ottenere una regolazione ottimale di tale corrente, e minimizzare l'effetto di "inquinamento" della tensione di controllo sul segnale audio, è opportuno agire sul trimmer a piccoli passi mentre, contemporaneamente, si procede ad applicare ripetitivamente sull'ingresso di controllo un segnale che varia fra il minimo ed il massimo valore ammesso. La regolazione è terminata quando per entrambe le condizioni agli estremi la componente continua all'uscita è identica.

Reiezione della tensione di controllo (risonanza)

Per la maggior parte delle applicazioni, non è necessaria alcuna regolazione. Tuttavia, se si vuole, l'inquinamento sul segnale dovuto alla tensione di controllo per la cella che è usata per la risonanza può essere ridotto ai minimi termini applicando un lieve potenziale in continua la piedino 8 dell'integrato. La *figura 7* mostra come. R_{ri} deve essere selezionata in modo che sul piedino 8 la tensione possa variare fra +/– 30 mV.

Buffer di stadio

Ogni buffer di stadio può fornire cir-

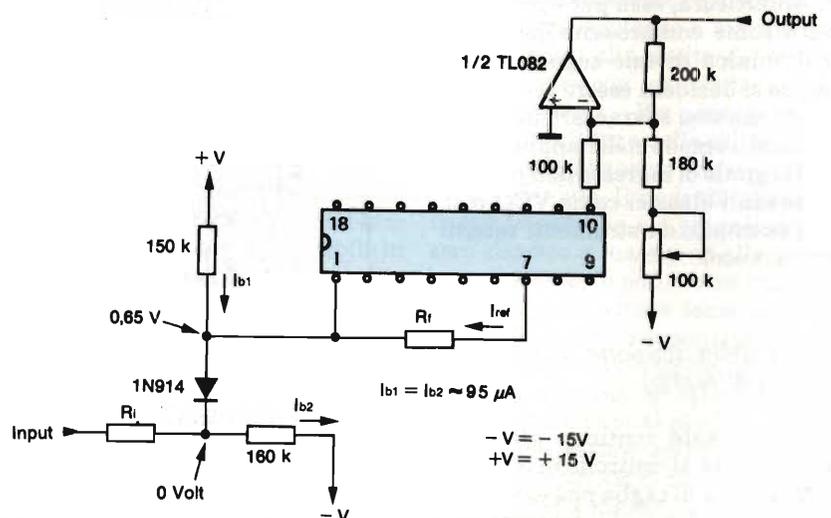



Fig. 8 - Circuito per riferire a 0 V sia l'ingresso che l'uscita del VCF.

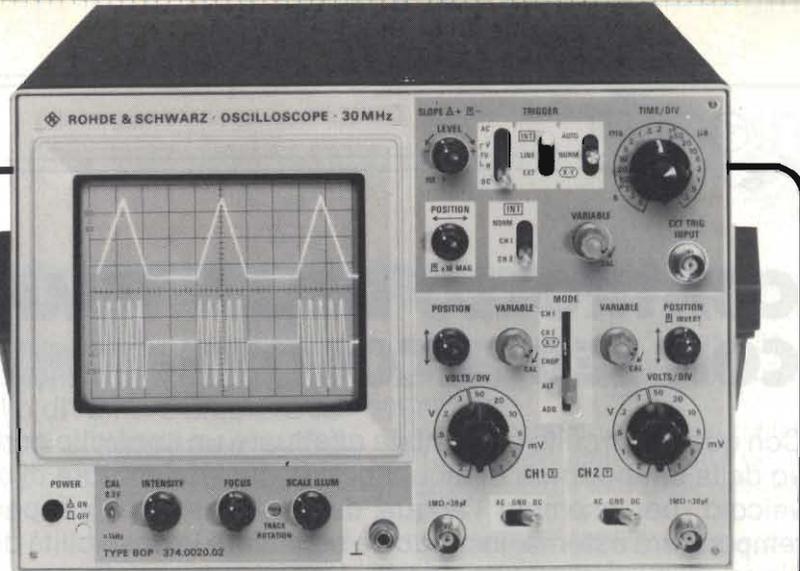
ca 20 mA max. in uscita (source) ed assorbire circa 500 μA. Tuttavia, un carico in continua che superi i +/- 200... +/- 300 μA inizia a degradare le prestazioni del filtro, specialmente se il carico di ciascuno dei vari stadi ha delle tolleranze che superano i valori massimi indicati. Ecco allora che i valori raccomandati per un funzionamento ideale sono: 1 mA di source e 250 μA di sink con un massimo di 150 μA di tolleranza fra stadio e stadio. Poichè il livello in continua all'uscita del VCF è generalmente diverso da zero (es.: 6,9 V se V_{cc} = 15 V), è consigliabile usare un condensatore di accoppiamento o direttamente sull'uscita del filtro o meglio agli ingressi degli eventuali moduli che possono ricevere il segnale dal VCF.

Si noti che se si usa uno schema che impiega il controllo della risonanza, c'è già un condensatore in serie che blocca la componente continua. Se invece nel sistema in cui va inserito il VCF tutti i segnali si desiderano accoppiabili in continua e riferiti a massa, allora occorre usare l'accorgimento di *figura 8*.

Si noti che in tale caso possiamo anche variare secondo le nostre esigenze il guadagno del VCF ed inoltre fornire un'uscita (quella dell'operazionale) a bassissima impedenza e con ottima capacità, quindi, di pilotaggio di ingressi a valle. Si ricordi, infine, che le uscite dei buffer non sono protette contro i cortocircuiti nè verso massa nè verso una delle due alimentazioni.

Occorre quindi, durante le prove, usare la massima cautela nel maneggiare eventuali sonde o puntali sull'integrato.

Conclusioni

Con questo, abbiamo visto in dettaglio le caratteristiche di un versatile integrato VCF "tuttofare". In prossimi articoli, poi, vedremo le tipiche applicazioni dei componenti VCO, VCA e ADSR, e quindi riserveremo anche un articolo sull'analisi della risposta in frequenza di circuiti modularmente costruiti con tali integrati. Resto a disposizione dei lettori per ogni altra informazione in merito (Ing. Paolo Bozzola, Via Molinari 20, 25124 Brescia - Tel. 030/54878).

BOP e BOL

Due nuovi oscilloscopi a basso costo e ad alte prestazioni che vengono ad arricchire la gamma degli strumenti di misura ROHDE & SCHWARZ

Con i due nuovi oscilloscopi BOP e BOL la Rohde & Schwarz ha ulteriormente aumentato la propria gamma di strumenti di misura di alta precisione per usi di laboratorio, produzione e manutenzione. Questi oscilloscopi sono dotati di un grande e preciso schermo CRT (8x10 divisioni da 9,5 e 10 mm. rispettivamente) che garantisce la massima accuratezza di lettura grazie anche alla graticola interna (esente da errore di parallasse) con illuminazione variabile. Il fuoco, al variare dell'intensità di traccia è mantenuto ottimale grazie ad un circuito automatico.
Speciali circuiti di trigger brevettati, progettati appositamente con tecnologia a larga banda, assicurano una rappresentazione sul display stabile e libera da fenomeni di jitter.
La razionalità del pannello, la facilità dei comandi, il basso consumo e l'alta qualità dei singoli componenti selezionati che garantiscono un alto grado di affidabilità, fanno di questi nuovi oscilloscopi degli strumenti altamente qualificati.

BOP
L'alta sensibilità d'ingresso di 1 mV/Div. (verticale) e l'alta velocità di sweep di 20 ns/Div. sono fra le più importanti caratteristiche di questo oscilloscopio a basso costo, equipaggiato con due canali aventi larghezza di banda DC/20 MHz. Il BOP permette non solo di selezionare i trigger su entrambi i canali, ma in NORM, il circuito di trigger riceve il segnale indipendentemente dalla selezione del segnale verticale. Così la sorgente di trigger non abbisogna di essere commutata quando cambia il MODE sul display.
I segnali 1 e 2 possono essere rappresentati in modo separato o congiunto in CHOP o ALT indipendentemente dal tempo di scansione scelto oppure, in ADD, questi segnali possono essere sommati uno all'altro, dopo avere invertito il canale 2, sottratti uno all'altro. È anche possibile invertire gli assi X e Y.

BOL
L'oscilloscopio a 4 canali BOL possiede una larghezza di banda DC-100 MHz. Due assi Y e due canali di trigger possono offrire simultaneamente sul display fino a 4 segnali. Questi possono essere diversi o compositi (per esempio segnali stereo o video), possono rappresentare differenze di fase o altro.
Se i quattro canali sono combinati con lo sweep alternato, contemporaneamente vengono rappresentati sullo schermo fino ad 8 differenti frazioni di segnale.
Il basso costo di errore della velocità di sweep (minore del 2%) permette accurate misure di tempo o di frequenza sui segnali rappresentati sul display.
In aggiunta alla grande varietà di modi di operare (CH1, CH2, CHOP, ALT, QUAD, ADD, X-Y) questo oscilloscopio possiede un circuito per la compensazione del drift ed un versatile e sofisticato circuito di trigger comprendente la possibilità di esaminare, nella posizione HOLD OFF, segnali ad impulsi e segnali complessi ed inoltre è in grado di agganciare anche segnvideo.

CONTROLLO DELLA TEMPERATURA CON LED BICOLORE

di Bernhard Feith

Con questo circuito è possibile effettuare un controllo continuativo della temperatura di alcuni punti critici del motore di un autoveicolo, per esempio l'acqua del radiatore, l'olio e persino la temperatura esterna, in modo da segnalare la possibilità di formazione di ghiaccio sulla strada. I punti critici della temperatura vengono visualizzati mediante un LED bicolore.

Il circuito di *figura 1* può essere impiegato per controllare un'ampia scala di temperature perchè, variando i valori dei resistori R1 ed R2 e regolando R1, sarà possibile variare a volontà la banda di temperatura in cui avviene la misura. Nella versione "segnalatore di ghiaccio" sarà particolarmente utile una visualizzazione a tre colori. Se la temperatura esterna è molto superiore al punto di congelamento, si accende l'indicatore verde. Quando la temperatura si avvicinerà al punto di congelamento (per esempio al di sotto di +4 gradi Celsius), il colore del LED, da verde diverrà dapprima giallo e poi rosso.

Con l'aiuto del potenziometro R1 è possibile regolare l'accensione del LED rosso e con R3 è possibile determinare i punti di passaggio tra i tre colori verde, giallo e rosso. Per il funzionamento di questo circuito è necessario un diodo LED speciale (per esempio il PA 1011). Il termoresistore R2 potrà essere sostituito da qualsiasi altro tipo con caratteristiche adatte. Il potenziometro R1 dovrà essere dimensionato a seconda della temperatura da misurare.

Se la temperatura è molto superiore al punto di congelamento, il transistore T2 è interdetto. Nel componente a tre colori è acceso il solo LED verde. Un resistore di limitazione da 560 Ω è collegato in serie a ciascun LED. Il potenziometro R3 è ruotato verso sinistra (meno). Con la diminuzione della temperatura, intorno ai 4 gradi inizierà a lampeggiare il LED rosso, che rimarrà acceso in permanenza a partire da una temperatura poco inferiore agli zero gradi. Questa condizione potrà essere ottenuta regolando il potenziometro R1. Poichè, oltre al diodo rosso, sarà acceso anche il diodo verde, verrà emessa una luce gialla a causa della composizione di questi due colori.

Alla temperatura di +5 gradi Celsius, il diodo a tre colori è ancora verde. A partire da 4 gradi fino ad una temperatura poco inferiore al punto di congelamento, il diodo rosso lampeggerà ad un ritmo sempre più veloce. Questo lampeggiamento non risulta però altrettanto evidente che con un LED rosso separato, perchè la differenza di colore tra verde e giallo non è molto grande. Sarà possibile osservare una serie di passaggi da verde a giallo, finchè il LED risplenderà alla fine di sola luce gialla. I LED rosso e verde saranno infatti accesi in continuità.

Con il potenziometro R3 è possibile regolare il tempo di carica e di scarica del condensatore da 47 μF che, tramite un resistore da 2,2 kΩ, è collegato alla base di T2, in modo che gli impulsi positivi di lampeggiamento che pervengono ai terminali del LED rosso siano sufficienti a mandare in conduzione T2. La regolazione dovrà essere tale che il passaggio avvenga alla temperatura di zero gradi. A questo punto, il LED verde verrà cortocircuitato da T2 e si spegnerà. Il diodo luminescente a tre colori emetterà luce fissa di colore rosso alle temperature da zero gradi in giù.

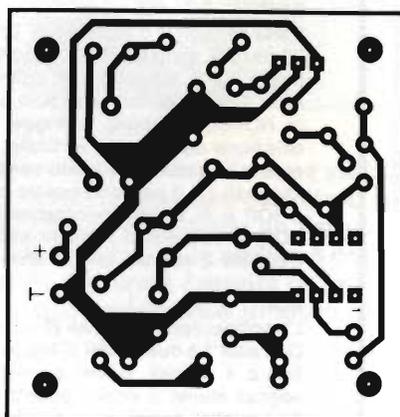



Fig. 2. Circuito stampato per la costruzione di questo piccolo dispositivo

Fig. 3. Disposizione dei componenti.

L'indicatore di temperatura può essere montato sul piccolo circuito stampato di *figura 2* (disposizione dei componenti in *figura 3*). Il resistore NTC (R2) dovrà essere montato all'esterno del circuito stampato, nel punto dove dovrà essere misurata la temperatura.

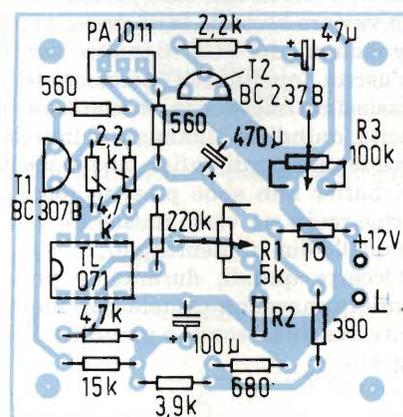
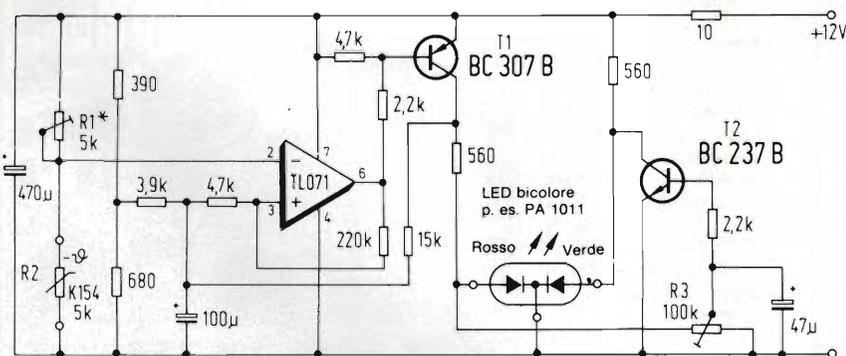



Fig. 1. Doppio LED per il controllo della temperatura: a seconda del dimensionamento dei resistori R1 ed R2 sarà possibile variare a volontà la portata di misura dello strumento.

FONOMETRO

di Erwin Futterknecht

Il misuratore di livello acustico (fonometro) descritto in questo articolo serve a misurare, tra l'altro, il livello di rumore ambientale che, come è noto, è una delle maggiori fonti di inquinamento. La misura avverrà con ottima precisione, di poco inferiore a quella dei veri e propri strumenti fonometrici per usi scientifici, prodotti dall'industria.

Teoria della rilevazione acustica

Con i misuratori di livello acustico è possibile rilevare il livello di suoni e rumori nell'ambiente che ci circonda. I limiti che dividono un rumore gradevole da un rumore non gradevole non sono fissi e variano secondo le condizioni fisiche e psichiche in cui si trova un individuo in un dato momento. Per determinare oggettivamente il livello acustico sarà necessario utilizzare uno strumento chiamato fonometro. Per la costruzione di questi strumenti sono state stabilite alcune norme che dovranno essere senz'altro rispettate perchè la misura abbia una validità oggettiva. In Germania sono state emanate allo scopo le norme di unificazione DIN 45633 e 45634. Ecco un elenco delle più importanti caratteristiche necessarie per uno strumento di questo genere:

Microfono:
sensibile alla pressione, con direzionalità sferica, risposta lineare in frequenza da 30 Hz a 12,5 kHz (±3 dB).

Misuratore del livello acustico:
curva di risposta in frequenza lineare, da 20 Hz a 20 kHz (±0,5 dB), filtro A incorporato.

Commutatore di portata in gradini di 10 dB ±0,5 dB, indicazione del valore efficace vero (DIN 45402) con fattore di cresta 3

Smorzamento dell'indice per oscillazioni veloci e lente (fast-slow)

Proprietà dinamiche speciali dell'indicazione in caso di segnali acustici impulsivi.

Ulteriori chiarimenti saranno necessari per spiegare la funzione del filtro A e dell'indicazione di valore efficace.

Fig. 1 - Risposta in frequenza del filtro di valutazione "A"

Filtro A

L'orecchio umano non è un microfono lineare ma ha una curva di risposta in frequenza ben definita. L'andamento della risposta in frequenza dipende anche dal volume del segnale acustico ricevuto. Per questo motivo, in alcuni apparecchi Hi-Fi è montata la cosiddetta regolazione di volume fisiologica (loudness). Con questo dispositivo vengono esaltate le frequenze più basse ai bassi livelli di volume, in quanto a basso volume l'orecchio ha una forte perdita di sensibilità ai toni gravi. Agli alti volumi, la curva di risposta in frequen-

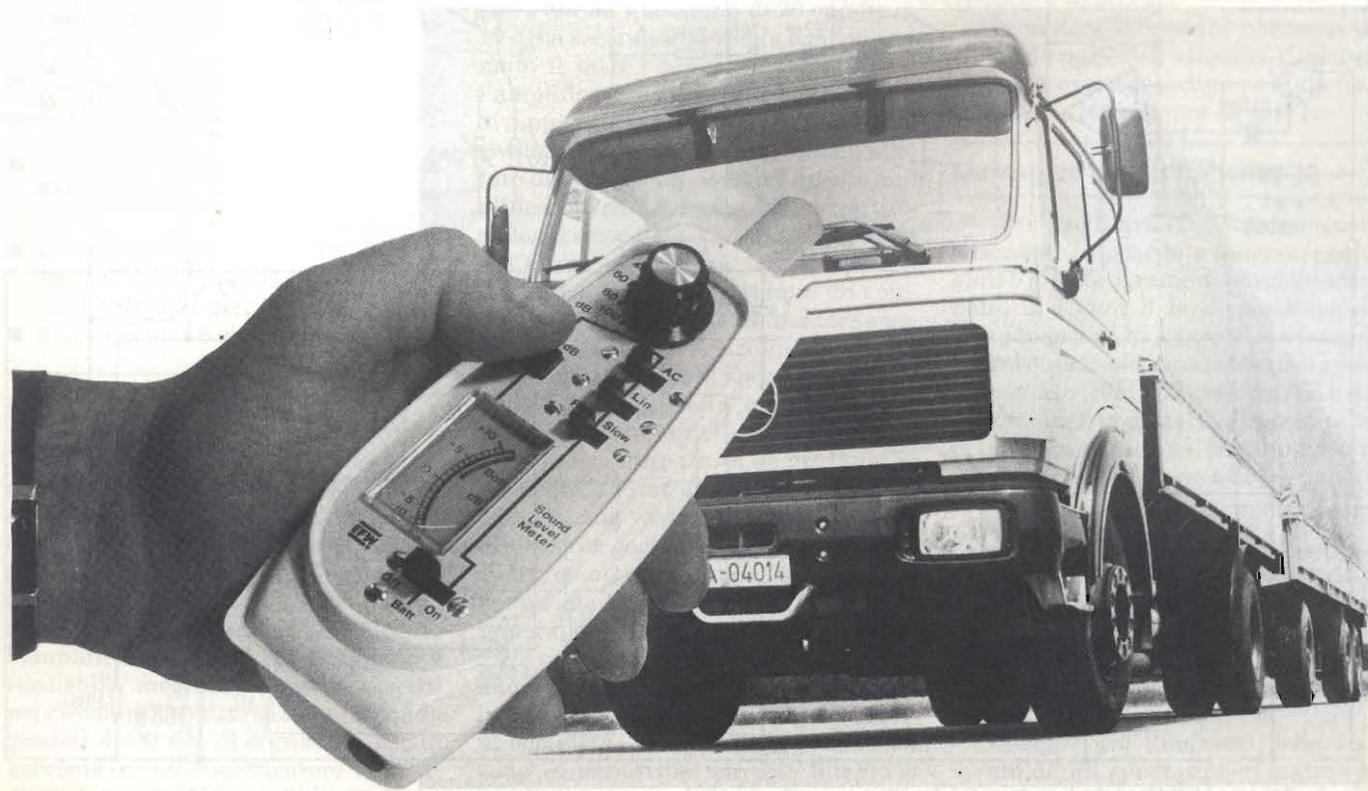
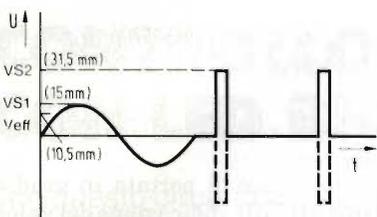



Fig. 2 - Due segnali che hanno il medesimo valore efficace. Il segnale di destra ha un fattore di cresta 3, come descritto nel testo.

za dell'orecchio diviene sempre più lineare. Il filtro A riproduce la risposta in frequenza dell'orecchio per un livello sonoro di circa 80 dB (*figura 1*)

I rumori vengono di solito misurati con il filtro A inserito. I valori misurati vengono indicati in dB con indice A, per esempio 68 dB (A). Esiste anche la possibilità di impiegare i cosiddetti filtri "B" e "C", per misure secondo altre prescrizioni e per livelli sonori più elevati.

Indicazione del valore efficace

Un metodo per misurare il valore efficace di una corrente consiste nel collegare la corrente stessa ai capi di un resistore e misurare la temperatura raggiunta dal resistore dopo un certo intervallo; dopo averlo lasciato raffreddare collegare al medesimo resistore una tensione continua variabile e aumentarla fintanto che la temperatura del resistore avrà raggiunto un valore uguale a quello che aveva con l'alimentazione in corrente alternata. Il livello della tensione continua ai capi del resistore sarà uguale al valore efficace della tensione alternata.

Una misura di questo genere è naturalmente impossibile nel caso si voglia misurare un livello sonoro. E' possibile però descrivere mediante una formula l'intero processo fisico che sta alla base di questa misura:

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T v^2\, dt}$$

Come qualsiasi altra relazione matematica, anche questa può essere approssimata mediante un appropriato circuito elettronico: il risultato sarà quasi uguale a quello ottenuto eseguendo l'esperimento prima descritto. Nei fonometri vengono quasi sempre impiegati, per motivi di costo, circuiti semplificati che permettono di ottenere, mediante opportuni accorgimenti circuitali, un risultato più o meno approssimato. I limiti dell'approssimazione devono soddisfare alle norme DIN 45634 mentre le norme DIN 45402 elencano le condizioni in cui deve essere effettuata la prova. Il fattore di cresta dell 'onda di prova dovrebbe essere il più possibile elevato. Si chiama fattore di cresta il rapporto tra il valore efficace ed il valore di picco di una grandezza periodica di forma qualsiasi. Poichè le norme prescrivono che il fattore di cresta sia almeno 3, è facile dedurre che il valore di picco della tensione alternata potrà essere tre volte maggiore del valore efficace. Ciò significa pure che il circuito dovrà avere un riserva minima di sovrapilotaggio pari a +10 dB in quanto 10 dB corrispondono ad un fattore di cresta uguale a 3,16. Per il collaudo sarà dapprima necessario impiegare una tensione sinusoidale, portando a fondo scala l'indicazione del valore efficace sullo strumento. Successivamente dovrà essere applicata al circuito una tensione ad onda rettangolare che abbia un rapporto impulso-/pausa di 1:10 ed un'ampiezza di impulso tre volte maggiore del valore effi-

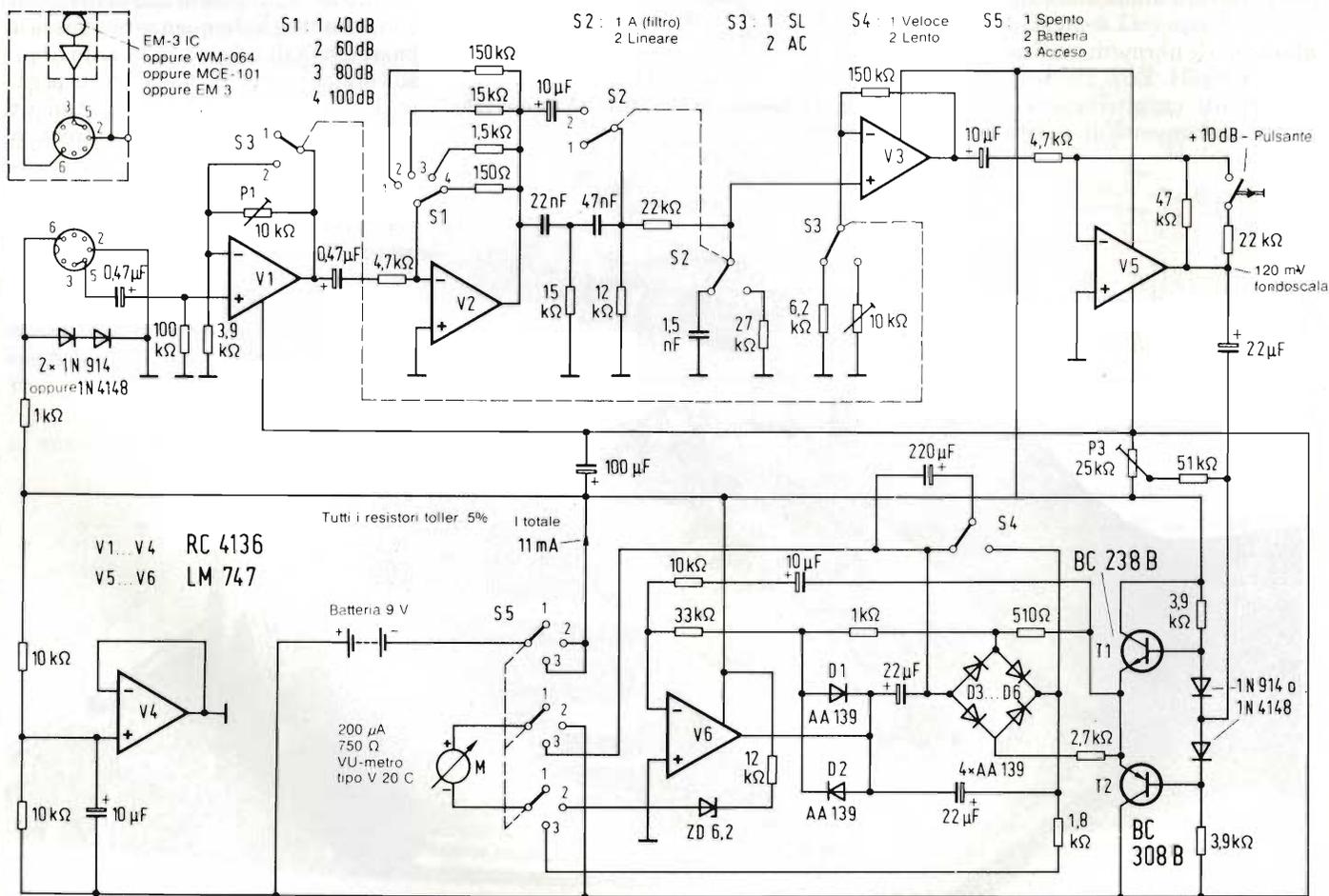



Fig. 3 - Schema elettrico del misuratore di intensità sonora (fonometro)

cace della tensione sinusoidale applicata in precedenza. L'indicatore della corrente efficace dovrà dare la medesima indicazione ottenuta con l'onda sinusoidale, con la tolleranza di -1 dB. Il collaudo dovrà essere eseguito sia con impulsi positivi che con impulsi negativi della medesima ampiezza (*figura 2*).

Le caratteristiche tecniche dello strumento presentato in questo articolo sono riassunte nel seguente elenco:

- Possibilità di misura con filtro A incorporato e con risposta lineare nell'intera banda.
- Possibilità di misura da 35 dB (A) fino a 120 dB (A).
- Possibilità di misura da 40 dB (lin) fino a 120 dB (lin).
- Indicatore del livello sonoro e del valore efficace di tensioni alternate con fattore di cresta fino a 3.
- Lo strumento è utilizzabile anche come micro e millivoltmetro per tensioni alternate.
- Sono disponibili 2 gradi di smorzamento per l'indice (oscillazione veloce e lenta).
- Il commutatore delle portate di misura varia la scala in gradini di 20 dB; premendo il tasto "+10 dB" sono però possibili anche misure con variazioni della portata secondo gradini di 10 dB.
- Lo strumento è munito di un dispositivo di controllo sotto carico dello stato di esaurimento della batteria.
- Il microfono usato è del tipo a spina e potrà essere collegato allo strumento anche tramite un'adatta prolunga.
- All'ingresso è prevista una presa DIN per il collegamento ad un impianto Hi-Fi.
- Grazie all'alimentazione a batteria, lo strumento è assolutamente portatile.
- Lo strumento corrisponde alle norme DIN 45634 per la misura dei livelli sonori.
- Il prezzo non è elevato.

Descrizione del circuito

All'ingresso del circuito raffigurato nello schema di *figura 3* è possibile osservare il preamplificatore e convertitore di impedenza V1 che ha un guadagno regolabile per poter adattare lo strumento alle sensibilità dei diversi microfoni. All'uscita di V1 è collegato l'amplificatore V2, il cui guadagno è regolabile, mediante resistori inseriti nel circuito di controreazione, secondo gradini di 20 dB. Il segnale di uscita perviene poi all'amplificatore V3; l'accoppiamento potrà essere diretto (funzionamento "lineare") oppure potrà avvenire tramite il filtro A. V3 amplifica con un guadagno di circa 30 dB e questo guadagno dipende dalla posizione del commutatore "misuratore del livello sonoro/microvoltmetro per bassa frequenza (SL/AC). V1...V4 sono contenuti nel circuito integrato RC4136. V4 viene impiegato per generare un punto di massa virtuale. Da V3, il segnale passa all'amplificatore V5 che avrà un guadagno di 20 oppure di 10 dB a seconda che venga o meno premuto il tasto "+10 dB". Dopo V5 c'è l'amplificatore di potenza-convertitore di impedenza formato da T1 e T2. Il rivelatore di valore efficace viene pilotato dal segnale di uscita di questo amplificatore ed è formato dal convertitore logaritmico V6, dai diodi D1, D2 e dal ponte a diodi D3...D6. Al ponte a diodi viene collegato, tramite un commutatore, lo strumento indicatore a bobina mobile. Le posizioni di questo commutatore sono: "spento", "batt.", "acceso". In posizione "batt." viene misurata la tensione della batteria ai capi di un carico formato da un diodo zener collegato allo strumento. Con questo circuito, una variazione della tensione di batteria pari a 2 V provocherà uno spostamento dell'indice pari a circa metà della scala. Un altro commutatore permetterà, mediante l'aggiunta di un condensatore al ponte a diodi, di aumentare di circa 10 volte il tempo impiegato dall'indice per una deviazione completa ("veloce"-"lento"). V5 e V6 sono contenuti nel circuito integrato LM 747.

Fig. 4 - Partitore di tensione con gradini di 1 dB, per la taratura dello strumento.

All'ingresso è collegata una presa DIN a 7 poli nella quale sarà possibile inserire anche spine DIN a 3 ed a 5 poli. Il piedino 6 di questa presa è collegato ad un semplice stabilizzatore di tensione che produce la tensione di alimentazione per il convertitore di impedenza contenuto nel microfono a condensatore di elettrete.

All'ingresso del fonometro potranno essere collegati praticamente tutti i tipi di microfoni a condensatore di elettrete. Data l'ottima progettazione del circuito elettronico, la precisione dei risultati delle misure dipenderà esclusivamente dalla qualità del microfono. La caratteristica direzionale del microfono impiegato dovrà essere sferica.

Alle prese d'ingresso DIN potranno essere collegati, tramite normali cavi di prolunga, impianti di riproduzione Hi-Fi, dei quali potranno essere misurate le tensioni di uscita, le tensioni di ronzio e le tensioni di rumore. I piedini 3 e 5 sono uniti tra loro e costituiscono il terminale d'ingresso del circuito. Il piedino 2 è collegato a massa. Nel funzionamento come microvoltmetro a bassa frequenza (AC), la minima tensione di ingresso per l'escursione a fondo scala dell'indice è di 35 μV eff; la tensione massima è di 35 mV eff. Tensioni di ingresso più elevate di 3 V efficaci potrebbero danneggiare V1. Collegando un partitore di tensione esterno potranno essere misurate tensioni comunque elevate. La resistenza di ingresso del circuito è di 100 kΩ.

Per evitare riflessioni parassite del suono da parte dell'astuccio, il microfono dovrà essere inserito in un tubetto di protezione lungo circa 30 mm.

Montaggio dello strumento

Per facilitare il montaggio dello strumento, è possibile osservare in *figura 5* le piste di rame del circuito stampato, in *figura 6* la disposizione dei componenti ed in *figura 7* una fotografia del circuito stampato completamente montato. Per evitare ronzii ed oscillazioni sarà necessario schermare tra di loro alcune parti del circuito, specialmente vicino alla presa di ingresso.

Collaudo e taratura

Sarà ora possibile dare corrente al circuito. L'ingresso di segnale verrà cortocircuitato collegando un millivoltmetro CC tra i due emettitori di T1 e T2; l'indicazione di questo strumento verrà regolata a 0 V mediante P3.

Collegare poi l'ingresso dello strumento ad un generatore di segnali ad audiofrequenza. Posizionare i tre com-

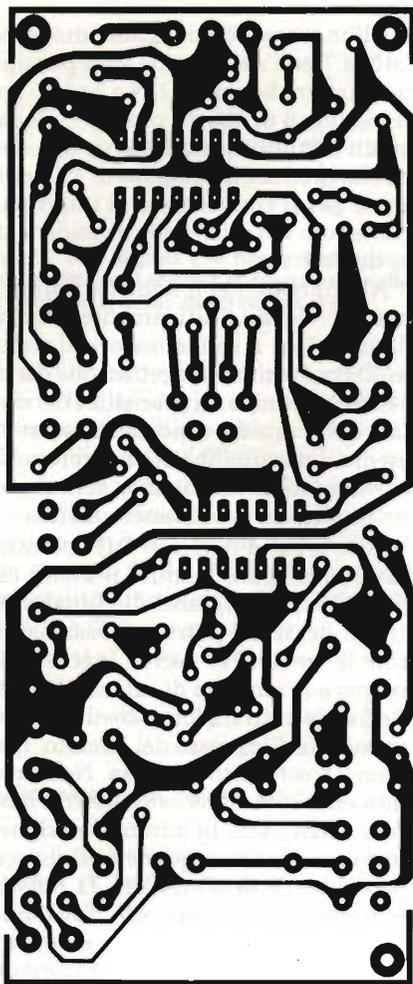



Fig. 5 - Piste di rame del circuito stampato.

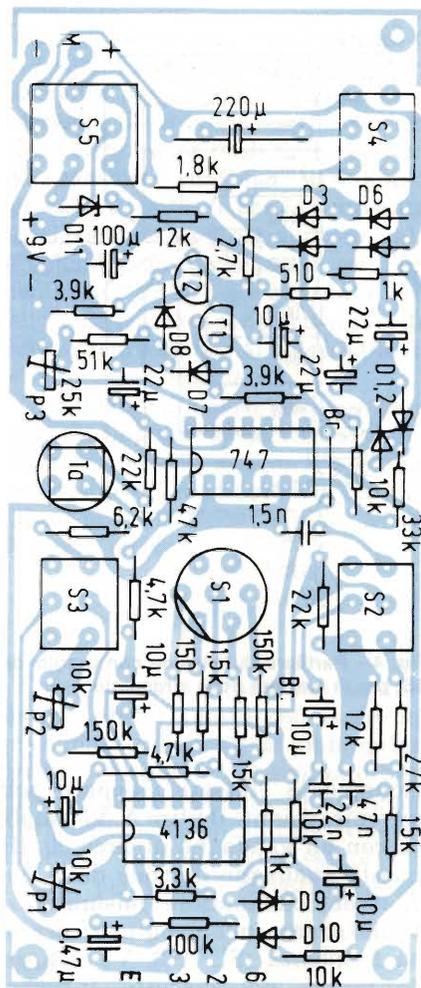



Fig. 6 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato.

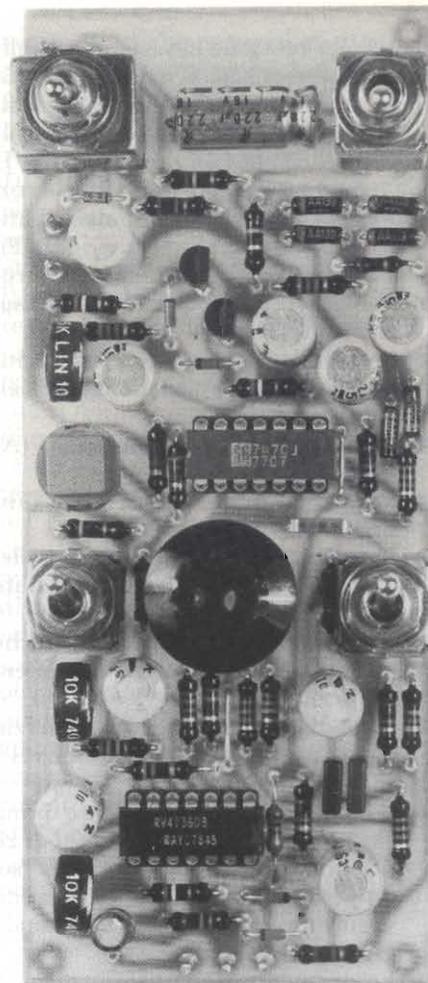



Fig. 7 - Fotografia del circuito stampato completamente montato.

Elenco dei componenti

Resistori 0,25 W
1: 150 Ω
1: 510 Ω
2: 1 kΩ
1: 1,5 kΩ
1: 1,8 kΩ
1: 2,7 kΩ
3: 3,9 kΩ
2: 4,7 kΩ
1: 6,2 kΩ
3: 10 kΩ
2: 12 kΩ
2: 15 kΩ
2: 22 kΩ
1: 27 kΩ
1: 33 kΩ
1: 47 kΩ
1: 51 kΩ
1: 100 kΩ
2: 150 kΩ

Potenziometri trimmer per montaggio coricato
2: 10 kΩ
1: 25 kΩ

Commutatori
3: Doppi deviatori a slitta
1: Deviatore quadruplo a slitta, a 3 posiz.
1: Commutatore rotativo 1 via, 4 posiz.
1: Pulsante D6

Microfono
EM-3 IC (eccellente) oppure
WM-064 (buono) oppure
MCE-101 (utilizzabile) oppure
EM-3 (anch'esso utilizzabile)

Strumento
200 μA, 7500 Ω, tipo V 20 C

Semiconduttori
1: Circuito integrato RC 4136
1: Circuito integrato LM 747
1: Transistore BC 238 B, β circa 200
1: Transistore BC 308 B. β circa 200
1: Diodo zener 6,2 V
4: Diodi al Si 1N 4148 oppure 1N 914
6: Diodi al Ge AA 139

Condensatori
1: 1,5 nF, 63 V, polistirolo
1: 22 nF, 63 V, policarbonato
1: 47 nF, 63 V, policarbonato

Condensatori elettrolitici
2: 0,47 μF
3: 10 μF, 16 V
3: 22 μF, 16 V
1: 100 μF, 16 V
1: 220 μF, 16 V

Varie
Circuito stampato
Connettore per batteria
Presa e spina DIN a 7 poli
Zoccoli per c.i.
Manopola

mutatori a slitta rispettivamente su "SL"-"lin"-"veloce" ed il commutatore di portata su "100 dB". Applicare poi all'ingresso una tensione di segnale di circa 25 millivolt efficaci: l'indice dello strumento dovrebbe arrivare all'incirca a fondo scala. Se ciò non avvenisse, regolare P1. Premere successivamente il tasto "+10 dB": in questo modo l'indice dovrà portarsi all'incirca al centro della scala. Diminuire poi il livello del segnale d'ingresso a 2,5 millivolt efficaci sempre nella portata di misura di 100 dB. L'indice dovrà scendere ad una distanza di circa 4 millimetri dall'inizio della scala. In questo modo, il misuratore di livello audio dovrebbe essere tarato per un normale microfono elettrete con sensibilità di ingresso di circa −65 dB riferita ad 1 V/μbar.

Nella posizione AC lo strumento viene tarato, con P2, in modo da far deviare l'indice a fondo scala con una tensione di ingresso di 31,6 millivolt efficaci, con lo strumento predisposto nella portata di 100 dB. Per disegnare la scala, sarà sufficiente modificare quella di un normale "V-meter" utilizzando anco-

ra, per la taratura, un generatore di segnali di bassa frequenza. Quasi tutti i generatori hanno all'uscita partitori di tensione graduati secondo gradini di attenuazione di 20 dB. Con il fonometro descritto in questo articolo è possibile anche una suddivisione in gradini di 10 dB, ottenuta premendo il tasto "+10 dB". Volendo effettuare una taratura con la precisione di 1 dB, sarà possibile collegare all'uscita del generatore di segnali il circuito di *figura 4*; i resistori di questo circuito dovranno avere una precisione del 5%. Il partitore dovrà essere inserito tra il generatore audio ed il misuratore di livello sonoro; la tensione di uscita dovrà essere aumentata fino a mandare l'indice a fondo scala nelle portate di misura di 60, 80, 100 dB. Azionando ora il commutatore del partitore esterno, sarà possibile far deviare l'indice secondo gradini di 1 dB: in questo modo potranno essere segnate con precisione le suddivisioni della scala.

Il circuito può essere alimentato con una tensione di 9 V, mediante una batteria di pile a secco.

Come usare lo strumento

Accensione:

Nella posizione "batt." del commutatore, controllare se la tensione di alimentazione è sufficiente. Disponendo il suddetto commutatore in posizione "on" l'apparecchio sarà pronto a funzionare.

Scelta della portata:

Misuratore di livello sonoro (SL) oppure microvoltmetro a bassa frequenza (AC).

Portate di misura:

Osservare la posizione dell'indice ed aumentare od abbassare la portata a seconda del livello sonoro misurato. Un gradino del commutatore corrisponde ad una variazione di 20 dB. Il valore numerico segnato sul commutatore corrisponde allo zero segnato sulla scala dello strumento.

Esempio:

portata di misura scelta: 80 dB
indicazione all'apparecchio: +5,
valore misurato 80+5=85 dB

Quando l'indice tende ad arrivare spesso al fondo scala per forti variazioni del segnale, la portata potrà essere aumentata di 10 dB mediante il tasto "+10 dB"

Esempio:

portata di misura scelta 60 dB, indicazione dello strumento quasi a fondo scala.
Premendo il tasto "+10 dB" si ottiene l'indicazione +1 dB
Valore di misura 60+10+1=71 dB

Filtro:

Per la misura dei livelli di rumore viene di solito impiegato il filtro "A". Per le misure di risposta in frequenza di un altoparlante e per la messa a punto di equalizzatori, conviene utilizzare la misura "lin". Per misure di tensioni alternate dovrà essere usata sempre la posizione "lin". Per la misura di tensioni di rumore negli amplificatori, inserire invece il filtro "A". Attenzione: la misura delle tensioni di rumore effettuata con questo procedimento non corrisponde alle norme DIN, per quanto alcuni produttori di registratori a nastro ed alcuni istituti di collaudo di apparecchi "Hi-Fi" utilizzino normalmente questo sistema.

Tutte le misure eseguite con il filtro "A" debbono essere contrassegnate dall'indice (A): per esempio, 63 dB (A).

Costante di tempo:

Finchè è ancora possibile una lettura della posizione dell'indice, è opportuno eseguire la misura con il commutatore in posizione "veloce", valutando ad occhio la posizione media dell'indice; tenere però presente un'eventuale tendenza a maggiori deviazioni verso l'alto oppure verso il basso.

La posizione "lento" dovrebbe essere impiegata quando le oscillazioni dell'indice sono troppo ampie.

Generalità:

Durante tutte le misure, il microfono dovrà essere rivolto verso il punto di origine del suono. Durante la misura, tenere l'apparecchio ad una distanza di almeno 40 cm dal proprio corpo. A causa dell'approssimazione con cui è stata effettuata la taratura, l'errore di questo strumento, rispetto ai risultati ottenuti con le apparecchiature fonometriche professionali, si aggira sui ±2 dB.

Per la messa a punto di installazioni di altoparlanti munite di equalizzatori e per il collaudo di casse acustiche e simili, esistono in commercio appositi dischi di taratura incisi con segnali sinusoidali o rumori di terza nell'intera banda acustica. ■

Si sveglia il mercato dei dischi compatti e dei videodischi

I lettori di dischi compatti, apparsi sul mercato alla fine del 1982, hanno ricevuto dal mercato una buona accoglienza. Nel 1983 le aziende giapponesi stimano di avere collocato 400.000 pezzi, di cui circa 200.000 in Europa; nel 1984, 700.000 e, nel 1985, 1.500.000. Il catalogo dei dischi contiene ormai più di 400 titoli ed i fabbricanti stimano che il mercato assorbirà nel 1986 circa 150 milioni di pezzi. In obbedienza alle strategie tipiche dei fabbricanti giapponesi appaiono già i primi segnali di un abbattimento dei prezzi; il primo lettore economico apparso sul mercato è stato presentato dalla Nippon Gakki che, utilizzando recenti componenti, stima di poterlo vendere intorno a 100.000 yen (700.000 lire circa); un secondo lettore economico è stato presentato dalla Hitachi con un prezzo che si aggira sui 110.000 yen (770.000 lire circa).
Sul fronte dei videodischi sono ormai sette le imprese giapponesi che producono videodischi i cui prezzi variano dai 130 ai 150 mila yen (da 900.000 al milione di lire) e le cui vendite sono stimate, per l'83, tra i 150 ed i 200 mila pezzi.
La produzione oscilla, a seconda dei fabbricanti, tra i 2.000 ed i 5.000 pezzi al mese ed è, quindi, ancora di piccola serie; nel settore professionale in cui è in particolare impegnata la Pioneer, c'è invece maggiore vivacità.

ORGANO ELETTRONICO E DUE TASTIERE CON COMPONENTI MODULARI

Dott. H. Hintz, H. Struwe - Parte prima

La costruzione di un organo elettronico è sempre un lavoro molto complesso, ma questo progetto permette una notevole semplificazione, grazie all'impiego di componenti modulari e di appositi circuiti integrati.

Il progetto di questo organo elettronico difficilmente potrà essere realizzato con la stessa facilità degli altri progetti dato che non siamo in grado di fornire ne le tracce dei circuiti stampati ne un elenco dettagliato e completo dei componenti. Abbiamo comunque deciso di pubblicarlo come "utile informazione" per tutti coloro che si interessano di questo settore.

Questo organo viene prodotto in kit (o scatola di montaggio) dalla Philips. Sfortunatamente, la Philips italiana no lo importa in Italia. Dopo questa doverosa premessa, passiamo alla **descrizione di questo progetto.**

Suddivisione in ottave mediante semplice divisione di frequenza

Gli organi elettronici sono stati costruiti per lungo tempo secondo il principio illustrato in *figura 1.* Secondo questo principio, le note più alte della scala dell'organo (da 16744 = do7 ad 8869,6 = do diesis6) vengono generate mediante dodici oscillatori. Ognuna di queste dodici note viene abbassata alle frequenze delle diverse ottave mediante un divisore binario (utilizzando per esempio i circuiti integrati SAJ110 oppure HEF4024): saranno perciò disponibili 61 note per una tastiera (manuale) di cinque ottave. Queste note corrisponderanno a quelle di uno strumento ad una voce, per esempio un pianoforte, ma saranno ancora prive del caratteristico timbro.

Il suono pieno di un organo apparirà grazie al fatto che, premendo un tasto, vengono fatte suonare insieme diverse note separate da un'ottava, da una quinta o da una terza (nell'esempio di *figura 1,* queste note sono cinque). Di conseguenza, ogni tasto dovrà azionare cinque contatti per trasmettere le note ai filtri previsti per ciascun "piede" o "corpo di canne". Il concetto di "piede" deriva dalla nomenclatura relativa agli organi a canne, nei quali la lunghezza delle canne è misurata, appunto, in "piedi" (la canna aperta fondamentale sulla quale era accordato ciascun corpo di canne era lunga otto piedi).

Questo concetto continua ad essere impiegato anche per gli organi elettronici. La posizione da 8 piedi corrisponde perciò all'accordo normale di pianoforte. La posizione da 4 piedi è superiore di un'ottava, quella da 5 piedi ed 1/3 è superiore di una quinta, quella da 6 piedi e 2/5 è superiore di una terza rispetto alla posizione da 8 piedi. La nota da 16 piedi è inferiore di un'ottava rispetto alla fondamentale.

Con l'aiuto dei filtri di tonalità vengono prodotti, a partire dalle note del generatore, i diversi timbri che servono ad imitare le voci caratteristiche di alcuni strumenti quali la tromba od il violino. Le note così elaborate pervengono, tramite un amplificatore provvisto di attenuatore (il cosiddetto "pedale di espressione"), all'amplificatore di potenza che alimenta uno o più altoparlanti.

Fig. 1. Schema di principio di un organo elettronico: la costruzione di questa versione richiederebbe molto tempo.

Un solo oscillatore principale per tutte le note

L'organo elettronico finora succintamente descritto ha costituito per molti anni l'espressione della tecnica più progredita in questo settore: esso era affetto però da alcuni difetti fondamentali. La costanza a lungo termine della frequenza degli oscillatori era un fattore critico nell'accordatura dell'organo. L'induzione di ronzii e la produzione di segnali di disturbo, nei collegamenti cablati per i segnali ad audio frequenza tra i contatti dei tasti ed i filtri di tonalità, causavano anche altri inconvenienti. In questo settore, la tecnologia integrata è stata di notevole aiuto, perchè ora è possibile applicare la soluzione illustrata in *figura 2.*

Un oscillatore principale che oscilla nella banda di 4 MHz pilota un circuito

Fig. 2. Schema a blocchi di un moderno organo elettronico. Questo sistema, che impiega un solo oscillatore principale, è applicato anche nello strumento descritto in questo articolo.

integrato che mette a disposizione sulle sue uscite le dodici note superiori dell'organo. Questi circuiti integrati sono denominati "Top Octave Synthesizer" (sintetizzatori di ottava superiore) o, più in breve, TOS. I divisori di frequenza per ciascuna nota ed i corrispondenti interruttori sono contenuti in un unico circuito integrato. I cinque interruttori di nota vengono pilotati, mediante corrente continua, da un solo contatto di tastiera . Dopo questa sommaria esposizione, sarà opportuno esaminare in modo più approfondito i singoli moduli che compongono l'organo.

Tutto il circuito dipende dal sintetizzatore di ottava superiore

Il circuito integrato TOS deve dividere dodici volte la frequenza per un fattore uguale alla radice dodicesima di 2 (circa 1,06). Allo scopo sono disponibili diversi circuiti integrati, per esempio l'AY-1-0212A, gli AY-3-0214, -15, -16, l'MM 5891, l'M087. Le informazioni, riguardanti i risvolti storici dell'accordatura degli strumenti musicali ed il calcolo matematico delle funzioni di divisione nel circuito integrato, potranno essere ricavate dal testo citato al punto (1) della bibliografia che concluderà questa serie di articoli.

La *figura 3* mostra lo schema elettrico dell'oscillatore principale. Con un corretto dimensionamento dei resistori R2 ed R3 (eventualmente regolabili mediante un commutatore o sostituiti da potenziometri), sarà possibile accordare l'oscillatore con la precisione di circa un'ottava, in modo da poter effettuare facilmente la successiva accordatura per confronto con altri strumenti.

Uno stimolante effetto musicale viene ottenuto con l'impiego di una frequenza di "vibrato". In questo caso, l'oscillatore principale deve essere modulato in frequenza da un'onda sinusoidale di circa 6 Hz. La *figura 4* mostra lo schema di un generatore di "vibrato" adatto allo scopo. La tensione di uscita non contiene componenti continue, e perciò la frequenza del "vibrato" non modificherà la frequenza centrale dell'oscillatore principale. Il diodo zener determina l'ampiezza del segnale

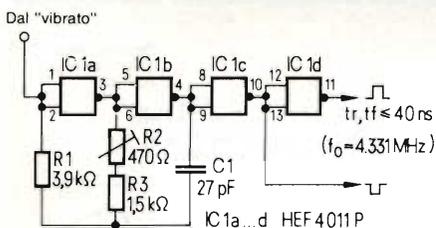



Fig. 3. Oscillatore principale, dal quale vengono ricavate le frequenze di tutte le note.

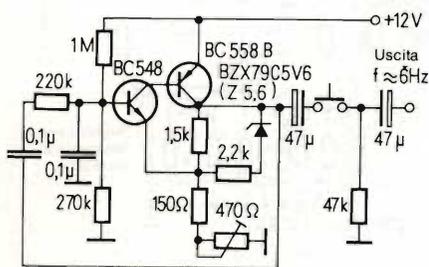



Fig. 4. Generatore di "vibrato": la frequenza di uscita (circa 6 Hz) è priva di componente continua e serve a modulare l'oscillatore principale.

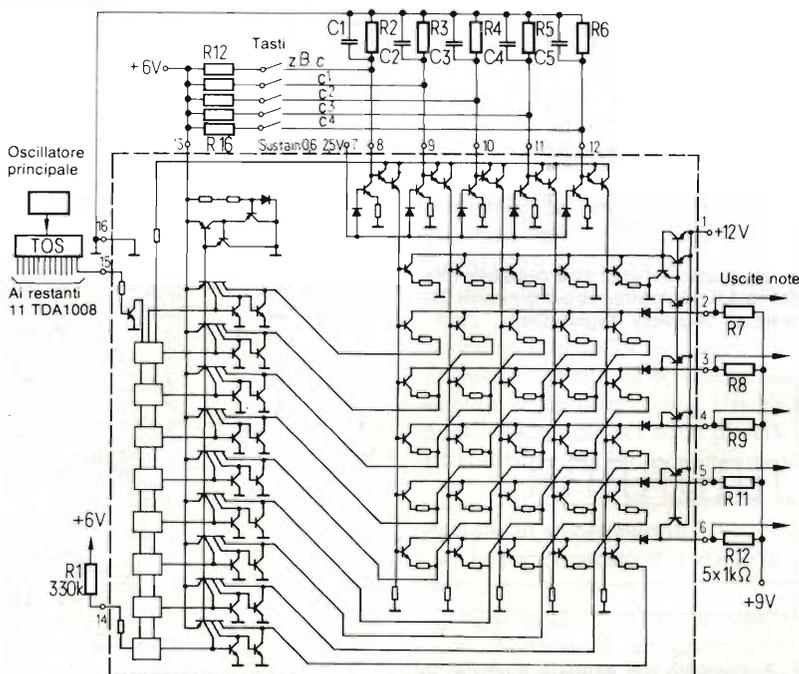



Fig. 5. Schema di principio del componente per organo TDA1008; la sua funzione è di ricavare per divisione le frequenze delle cinque ottave e di permettere il passaggio di queste frequenze quando vengono premuti i tasti.

d'uscita. Potrà essere ottenuta, mediante il trimmer da 470 Ω, un'oscillazione sinusoidale a basso fattore di distorsione.

Il TDA1008 contiene cinque divisori di frequenza ed i relativi interruttori di nota

Come illustrato in *figura 2*, un circuito integrato per ciascuna nota funziona da divisore di frequenza per le cinque ottave, provvedendo anche all'emissione delle diverse note. Per un organo ad una sola tastiera (manuale) e cinque ottave saranno perciò necessari dodici circuiti integrati (un c.i. per ciascun semitono). Questi circuiti integrati (TDA1008) contengono ciascuno otto stadi divisori binari e la corrispondente matrice di porte logiche. La *figura 5* mostra come il TDA1008 venga direttamente pilotato da un sintetizzatore di ottava superiore collegato al piedino 15. Ai piedini 8...12 potranno essere collegati cinque tasti con intervalli di un'ottava.

Applicando una tensione continua ad uno di questi piedini, verranno trasmesse alle cinque uscite, tramite la matrice, cinque tra le nove note predisposte (ad intervalli di un'ottava). L'ampiezza del segnale a ciascuna uscita di nota (piedini 2...6) è proporzionale alla tensione continua applicata ai contatti dei tasti. In questo modo potranno essere ottenuti effetti di "persistenza" o di "percussione" (effetto chitarra), collegando al circuito integrato semplici circuiti R-C. Con i resistori R2...R6 ed i condensatori C1...C5 (*figura 5*) sarà possibile ottenere un effetto di persistenza (sustain). La resistenza d'ingresso ai piedini 8...12 (contatti dei tasti) e, di conseguenza, il tempo di scarica dei condensatori C1...C5, viene determinata da una tensione continua applicata al piedino 7.

Se al piedino 7 viene applicata una tensione di 0,6 V, questa resistenza sarà maggiore di 8 MΩ, e diminuirà in proporzione all'aumento della tensione fino ad un livello massimo di 2,5 V. In questo modo sarà possibile regolare in continuità, mediante una tensione continua applicata al piedino 7, la persistenza delle note ai piedini 2...6.

In *figura 6* è schematizzato un circuito adatto all'impiego pratico. I resistori R1 di *figura 6* e, rispettivamente, R12...R16 di *figura 5* causano un lento aumento della tensione di pilotaggio e, di conseguenza, un attacco "graduale" della nota, come avviene per esempio negli strumenti ad arco.

Le resistenze di uscita (piedini 2...6) dipendono principalmente dai valori dei resistori di carico R7...R11. L'uscita non collegata dell'ultimo stadio divisore binario (piedino 14) dovrà assorbire una corrente di 20 μA. E' anche possibile prelevare da questa uscita le note a bassa frequenza per un pedale; sarà sufficiente evitare, mediante un transistore, un assorbimento di corrente superiore a 20 μA. L'andamento del segnale d'uscita di ciascuno dei piedini 2...6, in rapporto alle tensioni di alimentazione del TDA1008 è rappresentato in *figura 7*.

Il circuito integrato TDA1008 genera, come tutti i divisori binari, oscillazioni simmetriche ad onda rettangolare. L'analisi matematica di queste oscillazioni, con il teorema di Fourier, dimostra che il segnale è composto soltanto dall'onda fondamentale e dalle armoniche dispari. Le tonalità di queste oscillazioni rassomigliano a quelle del clarinetto, del fagotto od anche alle note dell'armonica a bocca o della fisarmonica. Anche i cosiddetti "registri di fondo" di un organo a canne hanno un suono analogo. Una tensione a denti di sega, che produca armoniche pari e dispari, può imitare, con il suo timbro sonoro, quasi tutti gli strumenti, specialmente quelli ad arco. La tonalità è analoga a quella dei registri principali di un organo a canne e perciò, nei generatori per organo elettronico sono preferiti gli oscillatori a denti di sega.

Fig. 9. Registro per clarinetto da 8 piedi: esempio di circuito a filtro attivo.

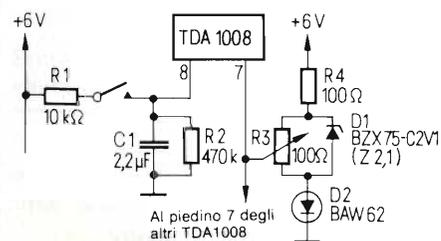



Fig. 6. Con questo schema sarà possibile ottenere dal TDA1008 un attacco più graduale delle note ed un "sustain" regolabile.

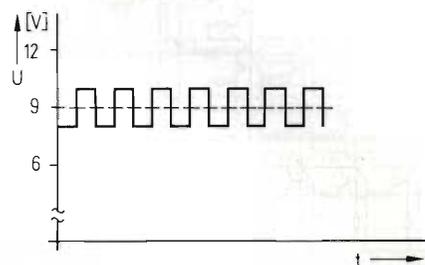



Fig. 7. Andamento del segnale d'uscita del TDA1008, con la relativa componente continua.

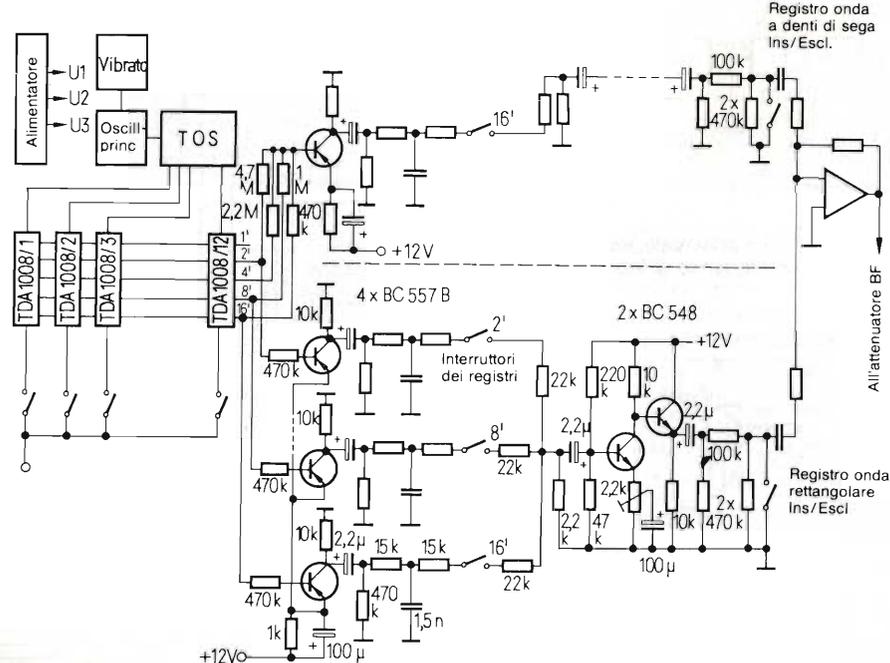



Fig. 8. Schema di un organo (tastiera), a cinque "cori", con cinque filtri di tonalità o registri. E' possibile autocostruire questo strumento impiegando 3 moduli.

Fig. 10. Modulo contenente 13 TDA1008; esso contiene i divisori di frequenza e gli interruttori di passaggio delle note corrispondenti a cinque ottave.

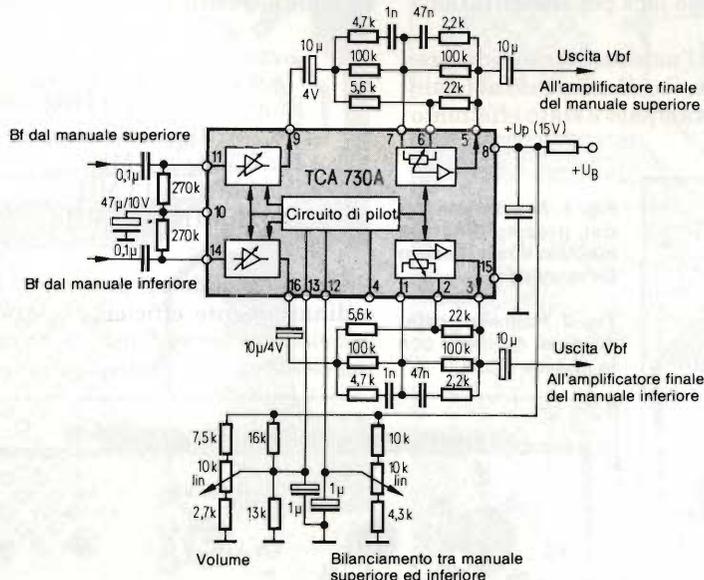



Fig. 11. Regolatore di volume e di bilanciamento, predisposto per un organo a due manuali.

Tensioni a gradini impiegate per generare le armoniche

I segnali di uscita di nota del TDA1008 possono essere facilmente convertiti nelle cosiddette "tensioni a gradini" mediante circuiti a resistori: queste tensioni hanno un contenuto di armoniche analogo alle tensioni a denti di sega, ma con una diversa ripartizione delle ampiezze. L'orecchio umano è però poco sensibile alla variazione delle ampiezze sonore mentre rileva facilmente la presenza di determinate frequenze in una miscela di note.

La *figura 8* mostra lo schema completo di un organo ad un manuale che produce segnali ad onda rettangolare ed a gradini. E' inoltre possibile osservare una serie di interruttori che permettono una certa suddivisione in registri del suono dell'organo. I segnali di nota così ottenuti potranno poi essere collegati anche ai diversi filtri per i vari "cori" o "corpi di canne", allo scopo di produrre suoni con caratteristiche speciali. E' possibile inserire, per esempio, un filtro attivo (*figura 9*) adatto ad un registro di clarinetto da 8 piedi.

Le funzioni sinora descritte possono essere ottenute con tre scatole di montaggio della serie Philips - Hobbytechnik citata all'inizio di questo articolo. Una delle scatole di montaggio comprende l'alimentatore stabilizzato, l'oscillatore principale, il sintetizzatore di ottava superiore e l'oscillatore di "vibrato". Il secondo gruppo, da montare su un circuito stampato di 100 x 200 mm, contiene 13 circuiti integrati TDA1008 e permette la divisione della frequenza e l'azionamento di tutte le note relative ad una tastiera a cinque ottave e cinque "cori". Sarà sufficiente collegare questo circuito al sintetizzatore di ottava superiore, mediante una piattina a 17 conduttori; sarà inoltre necessario un filo di collegamento per ciascuno dei contatti dei 61 tasti. Un connettore ad 8 poli permetterà di prelevare i segnali d'uscita suddivisi nei 5 "cori", nonchè le tensioni di alimentazione per i moduli successivi. La *figura 10* mostra come deve essere costruita questa unità funzionale. Un terzo modulo comprende sei filtri passivi e due filtri attivi con tasti per l'azionamento.

Pedale di espressione per la regolazione del volume

L'ultimo elemento di un organo a singolo manuale è un preamplificatore con regolatore di volume azionato mediante un pedale: sarà così possibile

variare la dinamica del suono prodotto. Sono così a disposizione dell'autocostruttore molte opportunità. I pedali potranno essere acquistati nei negozi di musica, che ne posseggono un ampio assortimento. Per finire, la *figura 11* illustra lo schema di un pedale di espressione a due canali (per il manuale superiore ed il manuale inferiore). Il componente principale di questo circuito è l'integrato TDA730A, con il quale è possibile ottenere un campo di regolazione pari a 100 dB con una tensione di uscita Veff di 1 V: in questo modo potranno essere direttamente pilotati gli stadi finali.

Inserendo una LDR nel pedale, il circuito resistivo verrà predisposto in modo da far apparire al piedino 13 dell'integrato una tensione di pilotaggio variabile da 2 a 9,5 V. In una versione ad impedenza non troppo elevata, la corrente di pilotaggio (circa 15 μA) sarà trascurabile.

(Continua)

ANTENNA TELESCOPICA AM CON PREAMPLIFICATORE ACCORDATO

Questa normale antenna a stilo provvista di preamplificatore accordato con sintonia variabile da 150 kHz a 30 MHz trasforma qualsiasi ricevitore AM in un apparecchio molto sensibile.

Nessuna antenna attiva può sostituire una buona antenna montata in una posizione elevata, ma se l'amplificatore d'antenna è basato su transistori a basso rumore, potrà essere ottenuta una buona sensibilità anche con antenne di lunghezza ridotta. Ciò è particolarmente utile quando si vogliano ricevere le trasmissioni radio in campagna, e l'antenna telescopica incorporata non dà alla radio portatile la sensibilità necessaria. Con questo preamplificatore, il segnale di antenna viene amplificato con un guadagno fino a 100 x (l'amplificatore comprende un regolatore di livello in alta frequenza), mentre i segnali spuri vengono filtrati con grande efficacia. Sarà così possibile captare in modo perfettamente intelligibile anche stazioni molto lontane. La corrente assorbita dalla batteria sarà di circa 40 mA. E' possibile alimentare il circuito anche con un alimentatore di rete od una batteria esterna: allo scopo è stata prevista una presa jack per alimentazione esterna.

Per evitare l'autooscillazione del preamplificatore, il collegamento al telaio del circuito stampato è stato effettuato in un unico punto, cioè in corrispondenza alla presa d'antenna. La presa d'uscita è invece isolata. Gli alberini del commutatore di gamma, del potenziometro e del condensatore variabile sono isolati da tutti i conduttori che trasportano correnti ad alta frequenza.

Collaudo e taratura

Al circuito d'ingresso, formato da un circuito oscillante in parallelo a bobine multiple, è collegata l'antenna telescopica. Il circuito oscillante può essere sintonizzato, mediante un commutatore, sulle seguenti bande di frequenza:

Da 0,15 MHz a 0,4 MHz
Da 0,4 MHz a 1,0 MHz
Da 1 MHz a 2 MHz
Da 2 MHz a 5 MHz
Da 5 MHz a 13 MHz
Da 13 MHz a 30 MHz

Questo cosiddetto "prestadio" è straordinariamente efficiente e, grazie al suo elevato fattore di merito, ha un'ottima selettività. Il condensatore variabi-

Fig. 1. Aspetto esterno del preamplificatore montato e racchiuso in un mobiletto.

Fig. 2. Pannello posteriore del mobiletto con le diverse prese.

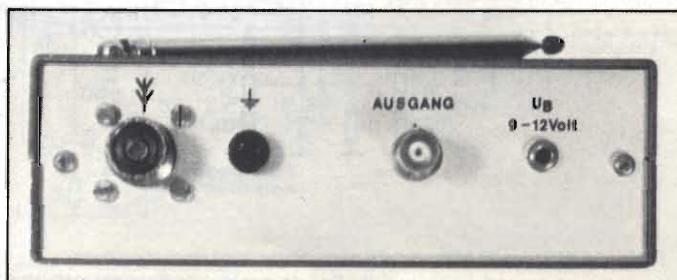
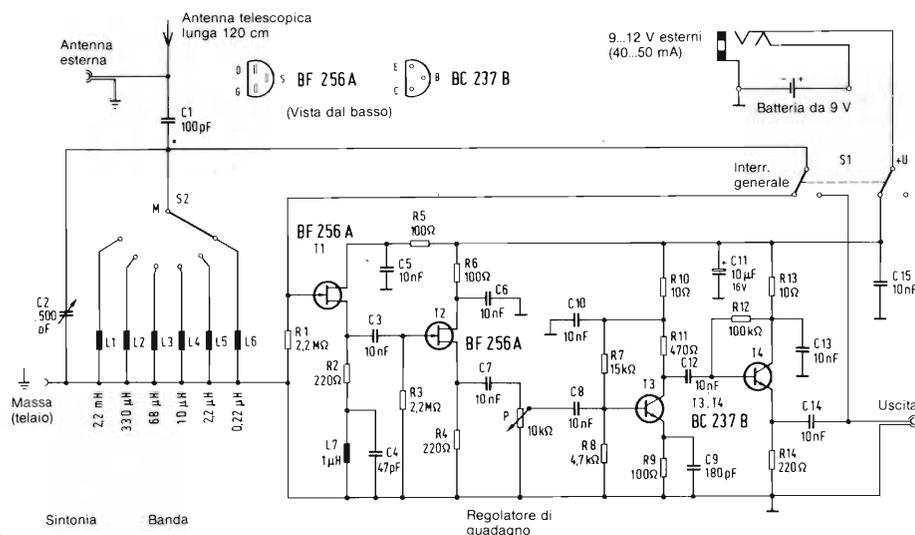



Fig. 3. Schema elettrico del preamplificatore d'antenna: il circuito è molto semplice ed efficace.

le permette una sintonia molto precisa. Il segnale ad alta frequenza sintonizzato perviene, tramite il commutatore di esclusione del preamplificatore, al gate del FET T1, collegato come inseguitore di source (questo schema corrisponde all'incirca a quello dell'inseguitore di emettitore con transistore bipolare. L7 e C4 formano un circuito con risonanza smorzata a circa 23 MHz: questo circuito oscillante fa in modo che il guadagno rimanga costante anche nella parte alta della banda. Il secondo inseguitore di source alimenta il potenziometro P che permette di regolare il guadagno di T3, che è l'amplificatore vero e proprio. T4, collegato come inseguitore di emettitore, ha il solo compito di adattare l'impedenza: l'impedenza d'uscita è bassa come quella d'ingresso.

Ciascuno stadio dispone di un proprio circuito disaccoppiatore (R5, R6, R10, R13 con C3, C6, C10 e C13 nonchè C15).

Il circuito ad alta frequenza deve essere montato con cura.

Le bobine dovranno essere ben rifinite e non soggette a deformazioni. Le bande saranno in parte sovrapposte. Nel caso di stazioni ai limiti delle bande, sarà possibile ottenere una migliore ricezione passando alla banda immediatamente inferiore o superiore. L'antenna telescopica dovrà essere lunga da 65 a 120 cm. Un'antenna di maggior lunghezza permetterà però una migliore ricezione. Le manopole dei comandi dovranno essere di plastica. Nonostante la buona schermatura del contenitore, esisterà sempre il cosiddetto "effetto della mano" che mette in parallelo al circuito oscillante una capacità di alcuni picofarad che saranno sufficienti a variare la sintonia alle frequenze più elevate. Data la scarsa corrente assorbita dal circuito, l'alimentatore di rete potrà essere anche del tipo a spina. Il circuito stampato per questo circuito è disegnato in *figura 4*, mentre la *figura 5* mostra la disposizione dei componenti.

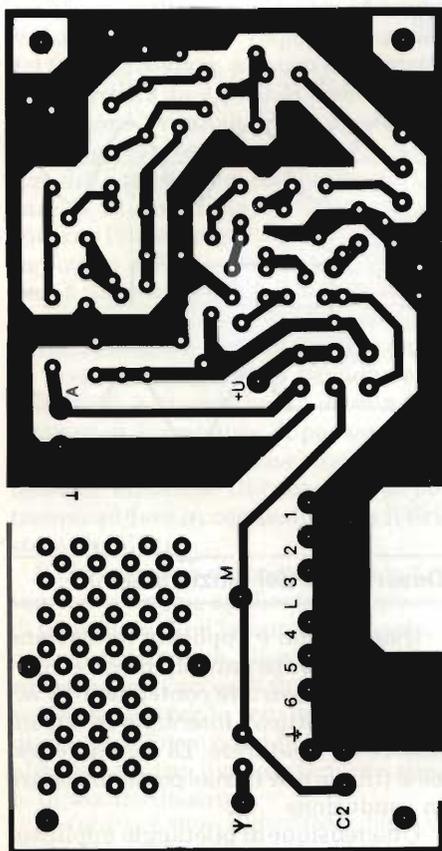



Fig. 4. Piste di rame del circuito stampato.

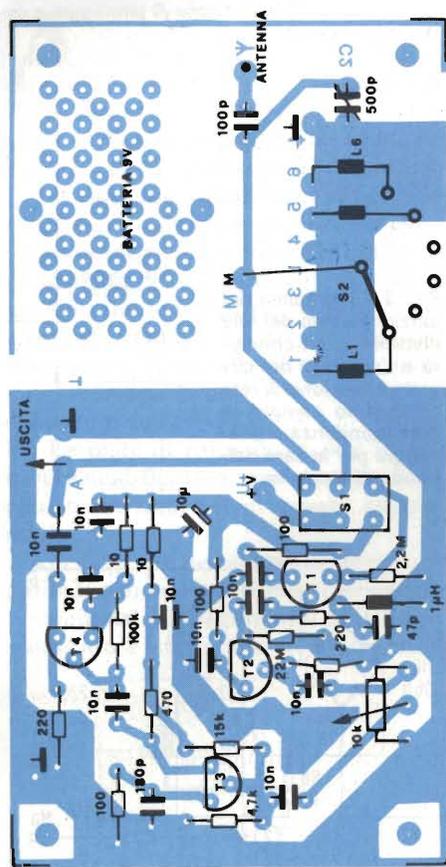



Fig. 5. Disposizione dei componenti sul circuito stampato.

Resistori da 0,25 W
2: 10 Ω
3: 100 Ω
3: 220 Ω
1: 470 Ω
1: 4,7 kΩ
1: 15 kΩ
1: 100 kΩ
2: 2,2 kΩ
1: potenziometro 10 kΩ con alberino da 4 mm

Condensatori, min. 16 V
1: 47 pF
1: 100 pF
1: 180 pF
10: 10 nF
1: 10 µF elettrolitico (per montaggio verticale)
1: condensatore variabile 24 x 24 mm - 500 pF

Bobine AF
1: 0,22 µH
1: 1 µH
1: 2,2 µH
1: 10 µH
1: 68 µH
1: 330 µH
1: 2200 µH

RELÈ ELETTRONICO PER TENSIONE DI RETE

di Holger Dose

In molti casi, per la commutazione di carichi a tensione di rete (220 V), i relè elettronici possono sostituire, con vantaggio i relè elettromeccanici. Il relè a stato solido presentato in questo articolo permette una separazione galvanica tra la sezione di pilotaggio e quella di potenza.

Lo schema elettrico di questo relè elettronico è illustrato in *figura 1*. Il problema della chiusura del circuito in un punto di passaggio per lo zero della tensione di rete è qui risolto in modo semplice ma funzionale e perciò questo circuito potrà rivelarsi adatto per molte applicazioni. Ecco un elenco dei principali vantaggi di questo "relè a semiconduttore":

- Nessuna parte meccanica soggetta a logorio.
- Apertura e chiusura soltanto in corrispondenza del passaggio per lo zero della tensione di rete.
- Nessun disturbo indotto nella rete anche quando il carico è elevato.
- Pilotaggio compatibile con i livelli logici
- Separazione galvanica tra pilotaggio e carico.
- Elevata resistenza agli urti.
- Commutazione silenziosa.

I vantaggi elencati sono importanti ma esiste anche qualche inconveniente. A causa del triac inserito nel circuito di potenza, è necessaria una certa corrente minima (corrente di mantenimento) perchè il circuito possa rimanere chiuso. A circuito aperto, nel triac continua a passare una piccola corrente di dispersione (dell'ordine dei 2...3 mA); non è perciò possibile, come nei relè convenzionali, una separazione totale tra carico ed alimentazione. Nonostante gli svantaggi elencati, questo relè elettronico è ottimo per garantire una perfetta separazione tra i circuiti logici di pilotaggio ed il carico ad alta tensione. Non è necessario che T1 abbia un'elevata tensione inversa, per quanto esso sia collegato al potenziale della tensione di rete. Per ottenere questo risultato, il diodo D2 è stato interposto tra il collettore ed il piedino di gate del tiristore. Il transistore universale BC 237 sarà perciò perfettamente adatto . Il diodo D1 serve esclusivamente come protezione contro l'inversione di polarità all'ingresso di pilotaggio. In *figura 2* è illustrato un tipico esempio di applicazione.

Fig. 2. Impiego pratico del relè a semiconduttore. Mediante una tensione continua di 12 V è possibile commutare un carico a tensione di rete con il vantaggio di una completa separazione galvanica tra circuito di pilotaggio e circuito di potenza.

La particolare caratteristica di questo circuito consiste nel fatto che la resistenza tra base ed emettitore dipende dallo stato di commutazione del transistore T1. Per meglio comprendere il funzionamento, sarà opportuno osservare come si comporta il "relè" nei tre istanti successivi t1, t2 e t3 (vedi *figura 3*).

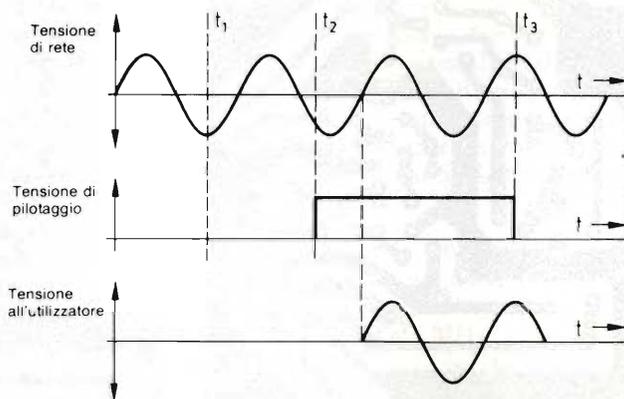
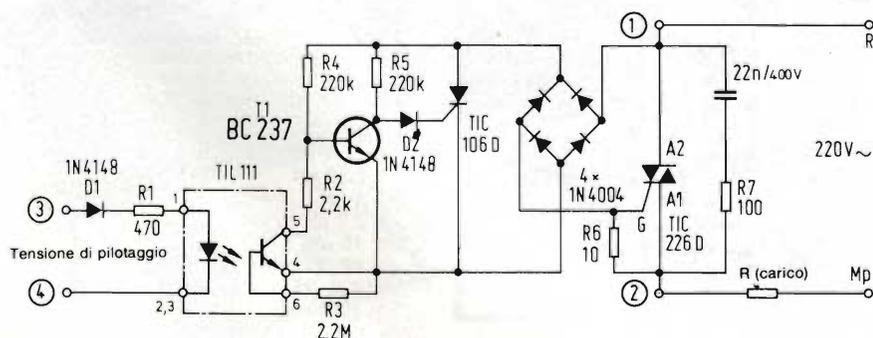



Fig. 3. Diagramma del funzionamento del relè elettronico. La chiusura e l'apertura del circuito a tensione di rete avvengono sempre in corrispondenza al passaggio per lo zero dell'onda di tensione.

Fig. 1. Lo schema di questo "relè elettronico" è molto semplice.

Descrizione del funzionamento

Quando non è applicata la tensione di pilotaggio (istante t1), il relè è aperto: il fototransistore contenuto nell'accoppiatore ottico è interdetto ed il transistore T1 è saturato. Di conseguenza, nè il tiristore nè il triac possono andare in conduzione.

Una tensione di pilotaggio applicata all'ingresso (istante t2) accende il LED e perciò manda in conduzione il fototransistore dell'accoppiatore ottico.

Fig. 4. Piste di rame dei circuiti stampati.

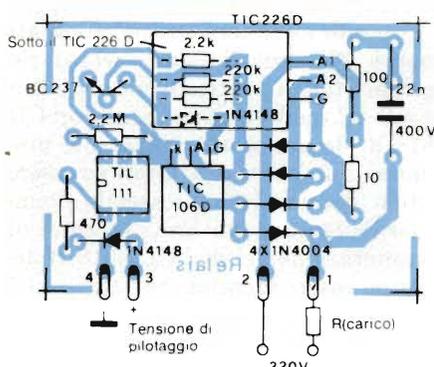



Fig. 5. Disposizione dei componenti sul circuito stampato. Per il montaggio, seguire le istruzioni date nel testo.

Poichè T1 è ancora in conduzione, il suo tratto collettore-emettitore ha una resistenza inferiore rispetto a quello del fototransistore, a causa del resistore in serie R2 da 2,2 kΩ. Il "relè a semiconduttore " rimane perciò aperto.

Solo al successivo passaggio per lo zero della tensione di rete la tensione di base di T1 diverrà tanto bassa da provocarne l'interdizione: la resistenza del suo tratto collettore-emettitore diverrà perciò nuovamente elevata. Il fototransistore rimane invece in condizione di bassa resistenza, perchè il LED è ancora acceso e mantiene la tensione alla base di T1 talmente bassa da non permettere al transistore di passare nuovamente in saturazione anche se la tensione aumenta. Di conseguenza potranno andare in conduzione sia il tiristore che il triac.

Il ciclo appena descritto si ripete fintanto che rimane applicata la tensione di pilotaggio. Nell'istante t3 viene staccata la tensione di pilotaggio. Il triac rimarrà però "acceso" fino al successivo passaggio per lo zero della tensione di rete, cioè fino a quando la corrente si abbasserà ad un livello inferiore a quello di mantenimento.

In *figura 4* sono illustrate le piste di rame del circuito stampato; la disposizione dei componenti può essere osservata in *figura 5*. Il transistore dovrà essere montato il più vicino possibile alla superficie del circuito stampato. Il triac (TIC 266 D) ed il tiristore (TIC 106 D) dal quale è stata asportata, mediante un seghetto, l'aletta metallica di raffreddamento, dovranno essere entrambi saldati in posizione orizzontale, con la parte metallica rivolta verso l'alto. E' consigliabile incapsulare il circuito stampato completo con una resina isolante, poichè in molti punti di esso sarà presente la tensione di rete. La corrente massima dipenderà esclusivamente dalla possibilità di carico termico del triac. Senza dissipatore sarà possibile collegare un carico non superiore a circa 1 A. Se il transistore BC 237 dovesse essere sostituito con un altro equivalente, sarà probabilmente necessario modificare (per tentativi) il valore di R2 (2,2 kΩ).

La commutazione mediante relè elettronico di carichi puramente resistivi (per esempio lampade) non presenta alcuna difficoltà. Dovendo però interrompere carichi induttivi, come per esempio trasformatori, la situazione diventa più critica a causa dello sfasamento tra tensione e corrente. Un registratore alimentato da un trasformatore di 80 VA può essere pilotato senza inconvenienti da questo relè, dimensionato secondo le istruzioni date in precedenza. Se il relè viene collegato in parallelo ai contatti del normale interruttore dell'apparecchio sarà possibile un comando a distanza. Oltre un certo limite della potenza del trasformatore, non è più possibile utilizzare questo relè elettronico per la commutazione, anche aumentando la potenza del triac.

Bibliografia

(1) W. Bruennler: Elektronische Lastrelais (ELR) (Relè di potenza elettronici). Siemens components 18 (1980), fascicolo 2.

A proposito di:

FREQUENZIMETRO DIGITALE SEMPLIFICATO

A causa della continua evoluzione della tecnica, non è più in vendita il circuito integrato SS 8600, impiegato nel circuito descritto in questo articolo (Selezione di Tecniche elettroniche di Gennaio). È necessario perciò apportare qualche modifica allo schema, allo scopo di sostituire il componente introvabile con l'SPG 8640 B. Lo schema dei collegamenti esterni di questo nuovo circuito integrato è mostrato in *figura 1*. La disposizione dei componenti illustrata nell'articolo originale rimane la stessa (a parte la sostituzione dell'SS 8600 con l'SPG 8640 B). Le piste di rame dovranno essere invece modificate secondo quanto indicato nella *figura 2* di questo supplemento.

Ancora qualche osservazione riguardante lo schema pubblicato nell'articolo originale: il collegamento ad IC2 non numerato è superfluo: se il piedino 4 dovesse essere collegato a +5 V, il circuito integrato 74123 potrebbe essere danneggiato.

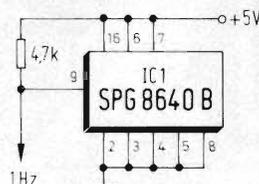



Fig. 1. Collegamenti esterni del c.i. SPG 8640B. Questo componente sostituisce l'SS 8600, che non è più possibile trovare in commercio.

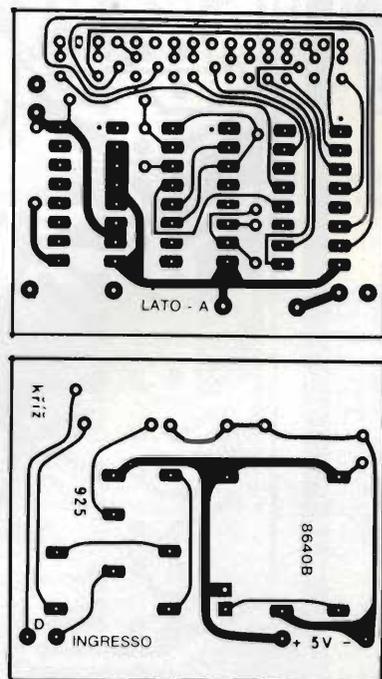



Fig. 2. Nuove piste di rame per il frequenzimetro a quattro cifre. La disposizione originale dei componenti rimane invariata, salva la sostituzione del c.i.

GENERATORE DI SEGNALI VIDEO PER LABORATORIO ED ASSISTENZA TV

di Hubert Reelsen - Parte terza

Dopo la descrizione di tutte le parti funzionali di questo apparecchio, è possibile iniziare la costruzione pratica dello strumento. Il montaggio verrà facilitato grazie ai circuiti stampati ed agli schemi di montaggio dei componenti pubblicati in questa terza parte.

Questo apparecchio dovrà essere montato su tre circuiti stampati separati. Sul primo circuito stampato (*figura 11*) verranno montati l'alimentatore ed il modulatore VHF; sul secondo circuito stampato (*figura 10*) verrà disposta la tastiera. Questi due circuiti stampati verranno poi collegati al circuito stampato principale (*figura 13*), dove viene generato il segnale FBAS.

Dopo aver completato il montaggio dell'alimentatore (*figura 12*), sarà opportuno montare e provare il generatore di impulsi di sincronismo (*figura 14*). In quest'ultimo non ci sono tarature da fare, eccettuata la centratura della frequenza dell'oscillatore (10.000 Hz). La regolazione della frequenza dell'oscillatore avverrà mediante il compensatore C5. Non avendo a disposizione un frequenzimetro digitale, C5 potrà essere sostituito con un condensatore fisso da 33 pF.

Prima di montare i circuiti integrati oppure gli zoccoli, sarà necessario montare tutti i ponticelli sottostanti a questi. IC3 ed IC4, ossia i contatori CD 4518 B, dovranno assolutamente provenire dallo stesso produttore ed essere di tipo identico. Infatti, essendo gli impulsi di reset molto brevi, i tempi di commutazione dei due CD 4518 B dovranno essere identici.

(Continua)

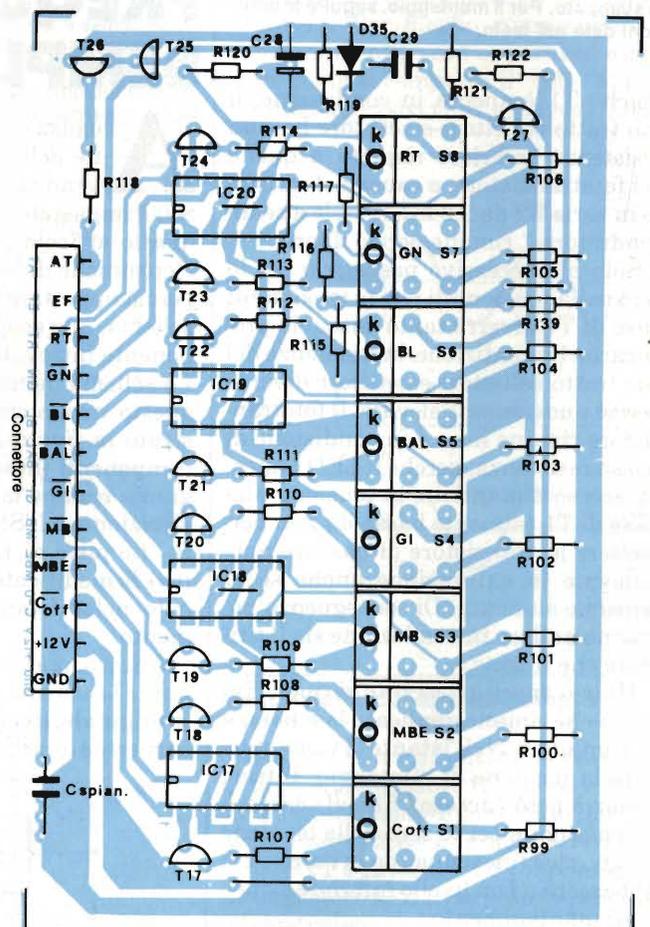
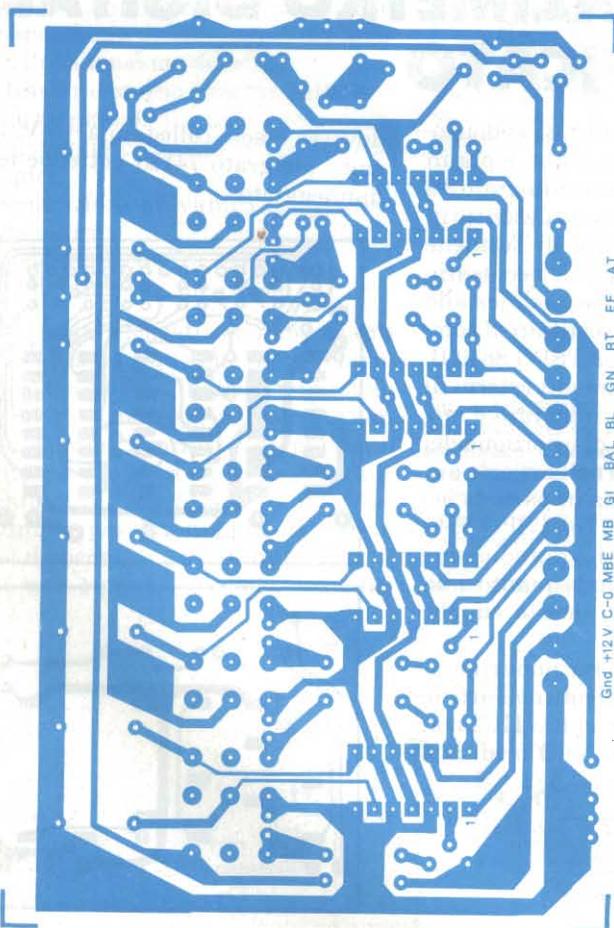



Fig. 10-a - Circuito stampato della tastiera, che dovrà essere fissata posteriormente al pannello anteriore del mobiletto, mediante opportuni distanziali.

Fig. 10-b - Disposizione dei componenti sul circuito stampato della tastiera. Per visualizzare la funzione prescelta, vengono impiegati tasti con LED incorporato.

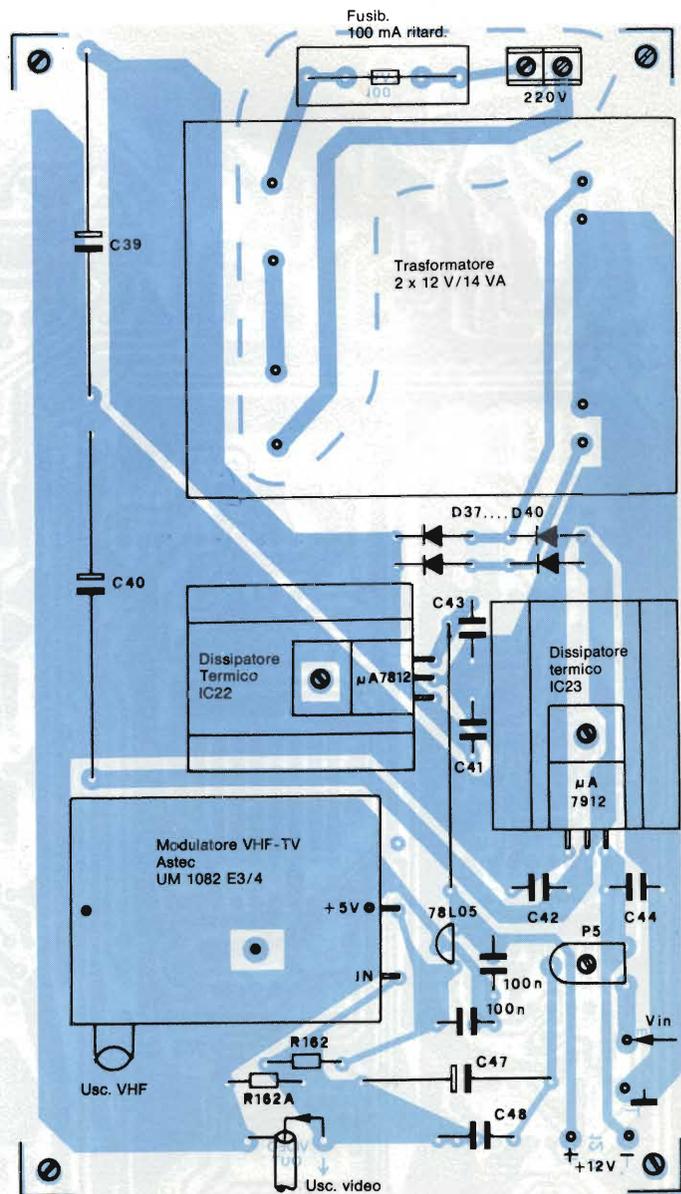
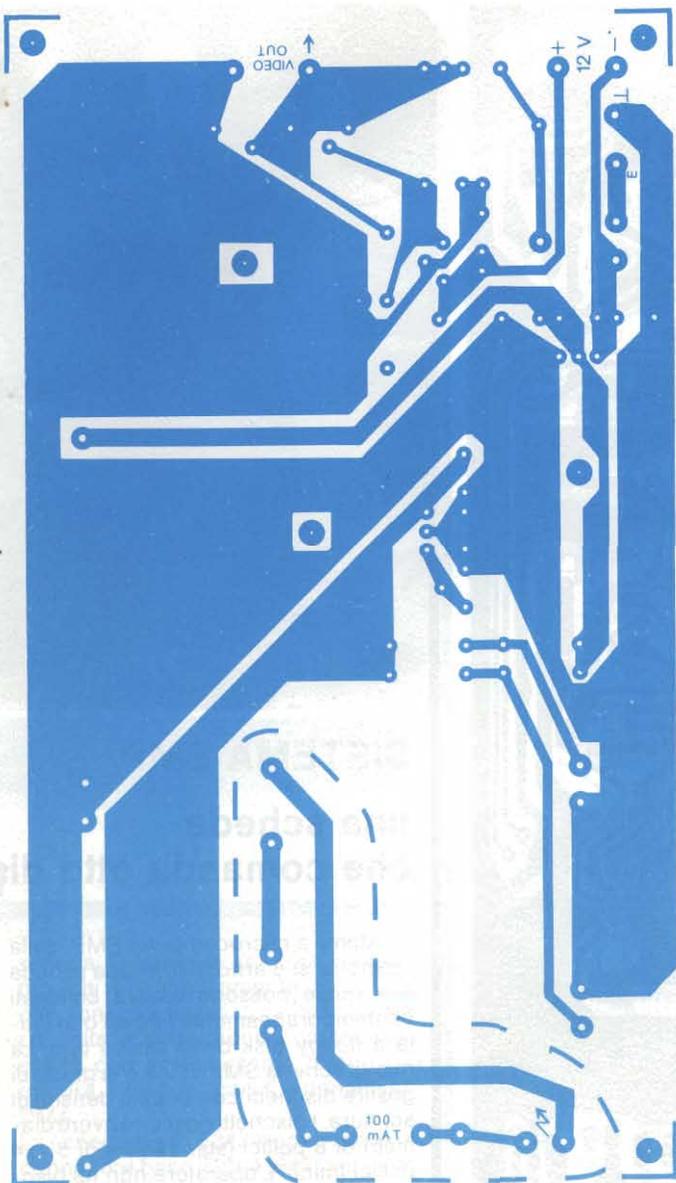



Fig. 11 - Circuito stampato dell'alimentatore e del modulatore. La parte circondata da una linea tratteggiata contiene l'alimentatore.

Fig. 12 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato dell'alimentatore e del modulatore VHF. La parte a tensione di rete dovrà essere munita di una protezione isolante sul lato delle piste di rame.

I risultati 1983 della Honeywell Information Systems Italia

Il fatturato 1983 della Honeywell Information Systems Italia, secondo le risultanze preliminari, ha raggiunto i 470 miliardi di lire con una crescita dell'11% rispetto al 1982.
Per quanto riguarda gli ordini è da segnalare una crescita particolarmente elevata nell'area dei mini/micro e nei mercati esteri diretti. Le spese di ricerca e progettazione, per l'insieme dei settori aziendali, sono salite a 36,3 miliardi di lire (1982: 31,3 miliardi) con un'incidenza dell'8,1% sul fatturato. I dipendenti (173 assunzioni nel 1983) sono oggi 4305.
I risultati 1983 della HISI, ha commentato l'Amministratore Delegato Carlo Peretti, hanno risentito di una situazione di mercato e competitiva sicuramente più difficile del passato, nonchè, per le importazioni, di un corso del dollaro fattosi sempre più pesante. D'altro lato essi palesano gli effetti positivi di azioni intraprese da tempo che hanno rafforzato il quadro finanziaro (ulteriore miglioramento del cash flow, ulteriore riduzione degli oneri finanziari) assicurando anche per l'esercizio 1983 una buona redditività netta.
Per quanto riguarda gli eventi aziendali 1983, Peretti ha ricordato in particolare l'annuncio nel giugno dei microSystem 6/10 e 6/20 (quest'ultimo progettato e prodotto in Italia) e il successo commerciale che già a pochi mesi dall'annuncio si sta per essi registrando, mentre continua l'andamento positivo, soprattutto sui mercati europei, delle vendite degli altri prodotti progettati e fabbricati in Italia dalla HISI (elaboratori DPS 4 e stampanti seriali).

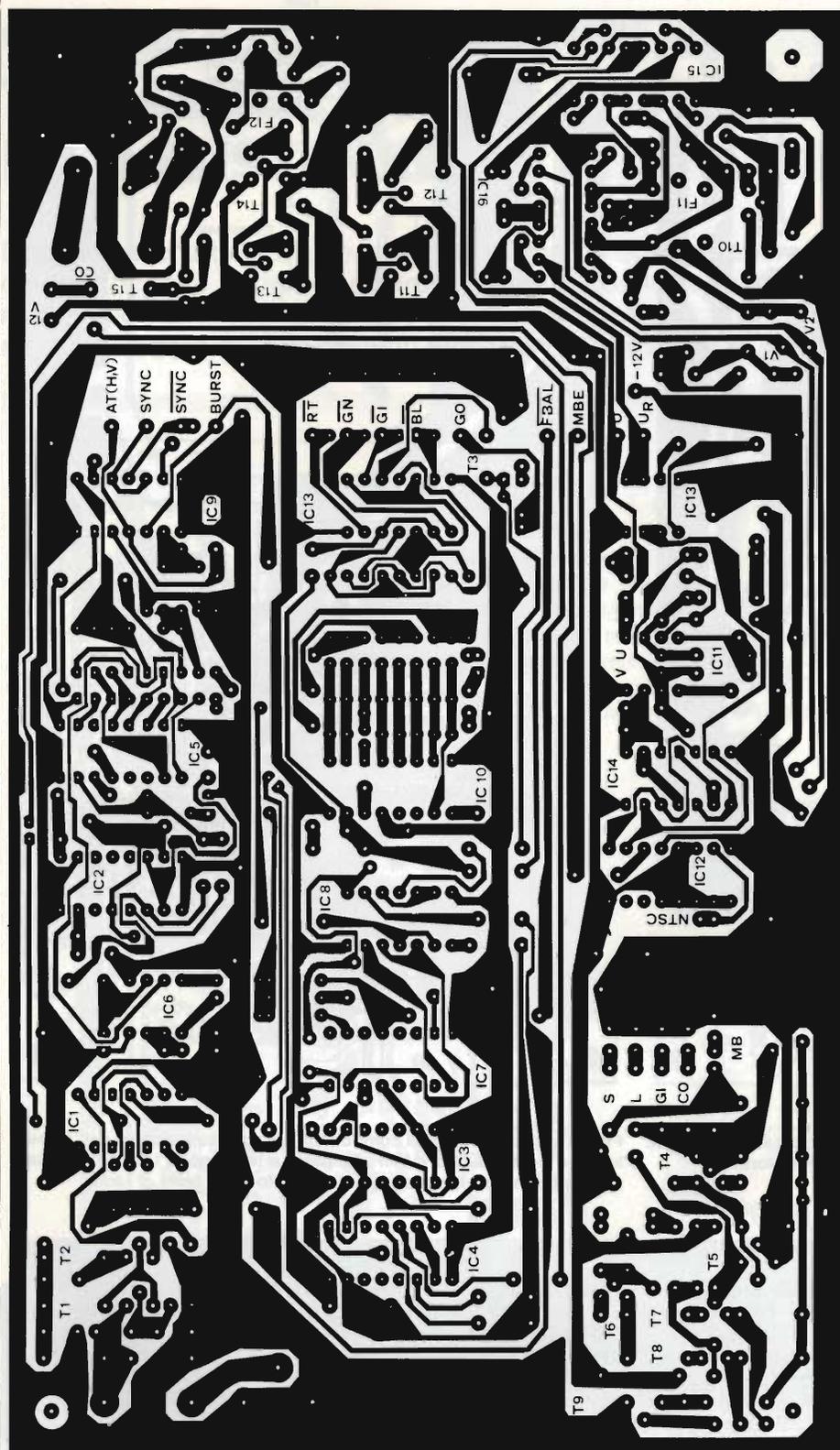
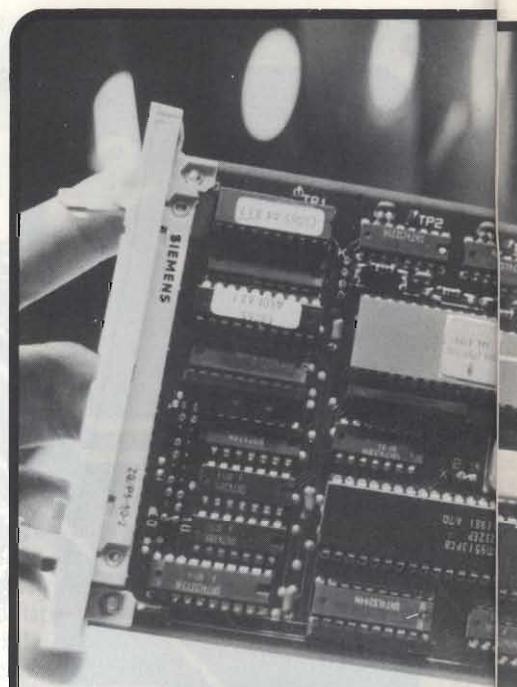
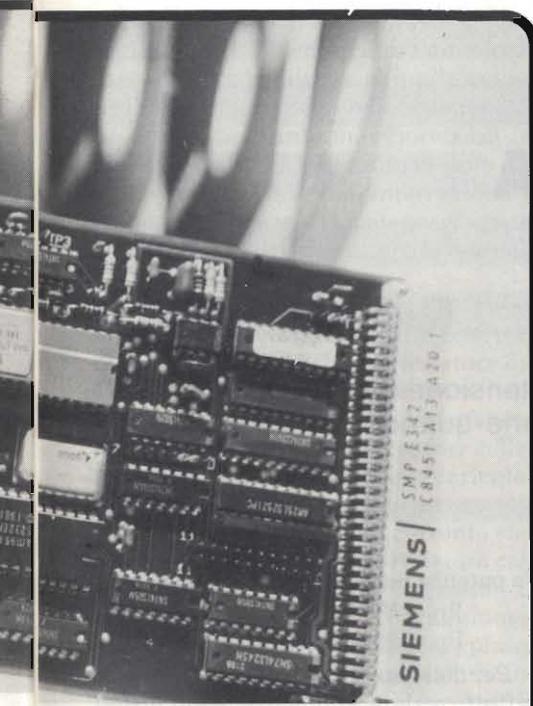



Fig. 13 - Piste di rame del circuito stampato principale, sul quale verranno montati i circuiti delle Figure 1, 3 e 4.

SISTEMA SMP

una scheda che comanda otto disch

Il sistema a microcomputer SMP, della Siemens, si è arricchito di una scheda alla quale possono essere collegati contemporaneamente fino ad otto unità a floppy disk dello stesso tipo. La nuova scheda SMP-E342 è in grado di gestire dischetti con doppia densità di scrittura. I dischetti possono avere diametri di 8 pollici (standard) e di 5 1/4 pollici (mini). L'operatore non ha bisogno di interfacce supplementari, in quanto la scheda produce tutti i segnali di controllo per le unità a dischetti e può, allo stesso tempo, elaborare tutti i segnali provenienti dalle unità.
Vi è una crescente richiesta di dischetti per memorizzare enormi quantità di dati da elaborare con un sistema a microcomputer. Una faccia di un dischetto standard può contenere fino a 1,2 Mbyte, quella di un minidischetto fino a 640 Kbyte.
La SMP-E342 controlla il traffico dei dati tra il bus SMP e l'unità a disco. Mentre i dati trasmessi attraverso bus sono organizzati a bit paralleli, quelli scambiati con le unità a disco sono a bit seriali. Alla conversione da parallelo a seriale e viceversa provvede la

ch etti

scheda. Durante la scrittura vengono prodotti automaticamente byte CRC che sono poi testati durante la lettura. Le unità a disco sono comandate a scelta con procedimento diretto I/O oppure, volendo, con funzionamento DMA.

La scheda SMP-E342 è provvista di un connettore base (DIN 41612) per il collegamento al bus dati. L'allacciamento alle unità a disco avviene per mezzo di un connettore a 50 poli. Per la scheda è disponibile un software driver (SMP-STR 342).

Multimetro a vero valore efficace

È il DMM tascabile 8026B della Fluke. Oltre ad avere tutte le caratteristiche del DMM 8020B, il DMM a 3 1/2 digit 8026B offre le seguenti funzioni: tensione in c.c. (precisione di base dello 0,1%), tensione in c.a. a vero valore efficace fino a 10 kHz, corrente in c.c., corrente in c.a. a vero valore efficace, misure di resistenze, prova diodi, misure di conduttanza, beeper di continuità.

Fig. 14 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato principale. Prima di montare i circuiti stampati od i relativi zoccoli, è necessario montare i sottostanti ponticelli.

RIDUZIONE DELLA DISSIPAZIONE NEI TRANSISTORI DI POTENZA DEGLI ALIMENTATORI REGOLABILI

di Volker Kindt

Questo circuito, che può essere inserito in qualsiasi alimentatore a tensione regolabile, permette di ridurre la potenza dissipata nei transistori di regolazione in serie quando venga prelevata dall'uscita una forte corrente a bassa tensione.

In tutti gli alimentatori regolabili, le forti potenze dissipate nei transistori di regolazione in serie comportano difficili problemi per la dispersione del calore. Dovendo prelevare, per esempio, una corrente di 10 A a 5 V, da un alimentatore a tensione regolabile da 0 a 20 V, la caduta di tensione nel regolatore in serie (di solito formato da più transistori in parallelo) dovrà essere di almeno 23 V. Un semplice calcolo permetterà di trovare

Fig. 2. Tensione di ronzio prima del transistore di regolazione in serie. Il potenziale inferiore di questa tensione viene elaborato da IC1.

la potenza perduta convertita in calore:

$$Pp = V \cdot I$$

$$Pp = 23\ V \cdot 10\ A = 230\ W$$

Per dissipare il calore generato da un siffatto valore di potenza, sono necessari dissipatori termici molto grandi e costosi, oppure un sistema di raffreddamento ad aria forzata per mezzo di un ventilatore. Il circuito presentato in questo articolo serve ad eliminare il riscaldamento "superfluo". La caduta di tensione ai capi del regolatore in serie viene limitata a 3...4 V, cosicchè la potenza perduta potrà essere ridotta a:

$$Pp = 4\ V \cdot 10\ A = 40\ W$$

Fig. 1. Limitazione della potenza di perdita negli alimentatori regolabili: il circuito circondato da una linea tratteggiata può essere inserito in qualunque alimentatore.

La corrente nel LED determina l'angolo di parzializzazione della fase

La parte del circuito circondata da una linea a tratto e punto nello schema di *figura 1* serve ad alimentare il circuito regolatore, e dovrebbe essere già montata in quasi tutti gli alimentatori regolabili. Un trasformatore che possa fornire una tensione alternata di 30 V con una corrente di circa 15 mA sarà sufficiente nel caso che questo circuito non sia montato. Un diodo zener stabilizza la tensione continua al livello di 36 V.

Sul piedino 7 dell'amplificatore operazionale I (tipo 1458) c'è una tensione uguale a quella del limite inferiore dell'ondulazione residua che modula la tensione principale non regolata (*figura 2*). Il secondo amplificatore operazionale (II) amplifica la caduta di tensione ai capi del transistore di regolazione in serie T2, allo scopo di pilotare l'accoppiatore ottico 4 N 37. La corrente massima potrà essere regolata mediante il potenziometro P3 (25 kΩ). Il segnale dell'accoppiatore ottico viene

applicato al circuito integrato di pilotaggio U 111 B per variare l'angolo di fase in corrispondenza al quale avviene l'interruzione dell'onda della tensione alternata. Tanto maggiore sarà la luce emessa dal LED, tanto minore sarà l'angolo di fase dell'interruzione e tanto minore sarà la potenza fornita dal circuito al trasformatore di rete dell'alimentatore regolabile.

Il circuito integrato U 111 B viene alimentato direttamente dalla rete, tramite il diodo 1N4007 ed il resistore da 18 kΩ/2 W; esso genera una tensione a rampa in sincronismo con la tensione di rete, in quanto il condensatore collegato tra i piedini 12 e 14 viene caricato, all'istante giusto, con una corrente costante. Il valore di questa corrente viene prefissato mediante il resistore collegato tra i piedini 1 e 6. Quando il potenziale al piedino 12 raggiunge quello predisposto dal fotoaccoppiatore al piedino 11, viene generato un impulso negativo di accensione per il triac.

Per la sincronizzazione alla frequenza di rete sono previsti due piedini d'ingresso: il piedino 8 è il rilevatore del passaggio per lo zero della tensione di rete ed il piedino 7 è il rilevatore di passaggio per lo zero della corrente; senza quest'ultimo, sarebbe impossibile interrompere carichi induttivi (per esempio trasformatori di alimentazione). In caso di carico induttivo, la tensione e la corrente di rete saranno infatti sfasate tra loro e l'impulso di accensione dovrà essere emesso esclusivamente nell'istante del passaggio per lo zero della corrente.

Fig. 3. Schema a blocchi: così deve essere inserito questo circuito in un alimentatore preesistente.

Realizzazione pratica del circuito

L'informazione che indica quando passa o non passa la corrente di carico è ricavata dalla caduta di tensione ai capi del triac BT 138, che è molto piccola quando il triac è in conduzione, mentre quando esso è interrotto assume un valore quasi uguale alla tensione di rete. Il circuito RC collegato in parallelo al triac serve a proteggere questo componente dai picchi di sovratensione e contemporaneamente ad eliminare in parte i disturbi irradiati nella rete. Se alla medesima rete elettrica dovessero essere collegate apparecchiature molto sensibili, sarà necessario inserire un filtro antidisturbo supplementare (9768 Fu.T o simili) nel conduttore di rete (vedi Figura 3).

In sostituzione del fotoaccoppiatore 4N37 della Siemens è anche possibile montare un tipo equivalente (attenzione ai collegamenti ai piedini); le caratteristiche principali dovranno essere:
Rapporto di trasferimento di corrente: 100%
Tensione di isolamento: 1500 V
LED: 60 mA
Transistore: 100 mA/30 V

Anche il triac potrà essere sostituito con un tipo equivalente, le cui caratteristiche dovranno essere adattate al carico da pilotare. Il triac dovrà avere la possibilità di essere attivato, mediante impulsi negativi, per entrambe le semionde, mentre il valore del resistore in serie al gate dovrà essere eventualmente modificato. Il c.i. U 111B può erogare correnti di accensione fino a 110 mA.

Il circuito stampato di Figura 4 faciliterà la costruzione di questo accessorio (Disposizione dei componenti in Figura 5). Come dissipatore termico per il triac sarà sufficiente uno spezzone di profilato di alluminio da 15 x 25 mm, lungo 25 mm. Il triac dovrà essere isolato elettricamente dal dissipatore termico mediante una lastrina di mica.

È possibile applicare questo circuito a qualsiasi alimentatore

La *figura 3* mostra come questo circuito può essere inserito in un alimen-

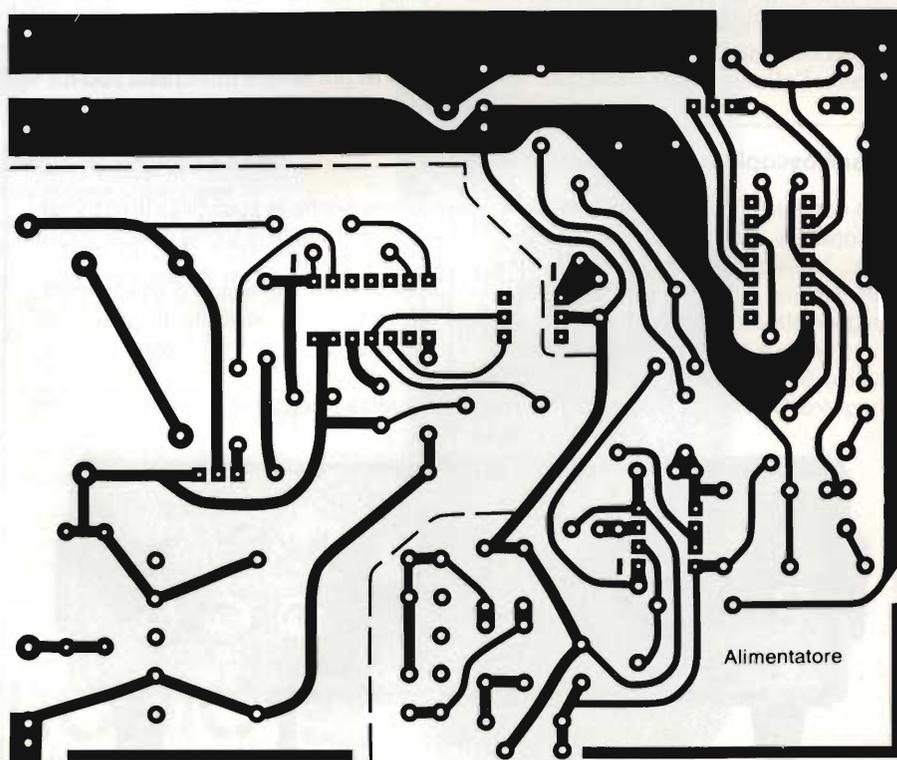



Fig. 4. Circuito stampato. L'area circondata da una linea tratteggiata dovrà essere isolata per evitare il contatto con la tensione di rete.

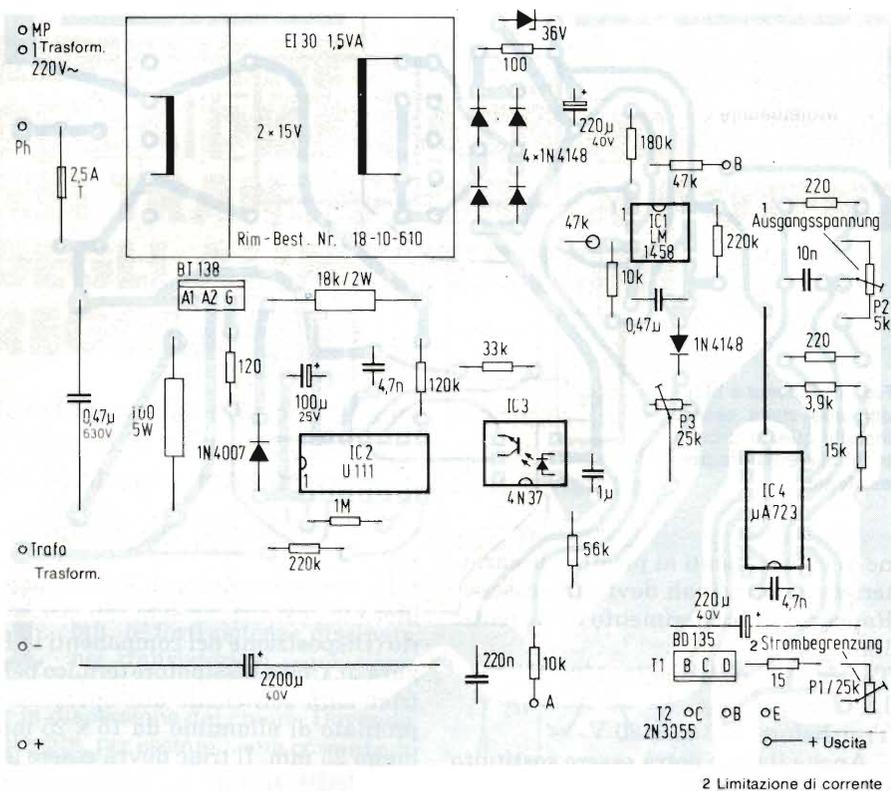



Fig. 5. Disposizione dei componenti (vedi anche elenco dei componenti: i valori indicati valgono per un alimentatore da 30 V/ 5 A).

tatore già esistente (delimitato da una linea a tratto marcato). Per il funzionamento del circuito non ha importanza se il transistore di regolazione in serie è del tipo PNP od NPN, o se la regolazione viene effettuata mediante più transistori collegati in parallelo. Dopo aver acceso l'alimentatore sarà per prima cosa necessario controllare sul trasformatore di rete se entrambe le semionde della tensione alternata vengono interrotte, in quanto l'interruzione di una sola semionda a causa dell'elevata componente continua potrebbe sovraccaricare fortemente il trasformatore. Dovrà poi essere misurata, con un voltmetro con impedenza di almeno 20 kΩ per V, la tensione tra i punti A e B; questa tensione dovrà essere regolata a 3...4 V (con carico collegato all'uscita) mediante il potenziometro P3. Un esempio di come funziona il circuito è mostrato in Figura 6.

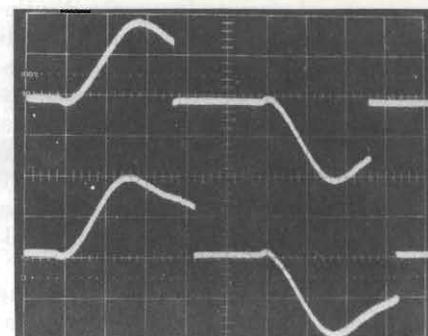



Fig. 6. Andamento della tensione di rete ai terminali del trasformatore. Curva in alto: con una tensione d'uscita di 20 V ed un carico di 100 mA; curva in basso: con tensione d'uscita di 20 V e carico di 2 A.

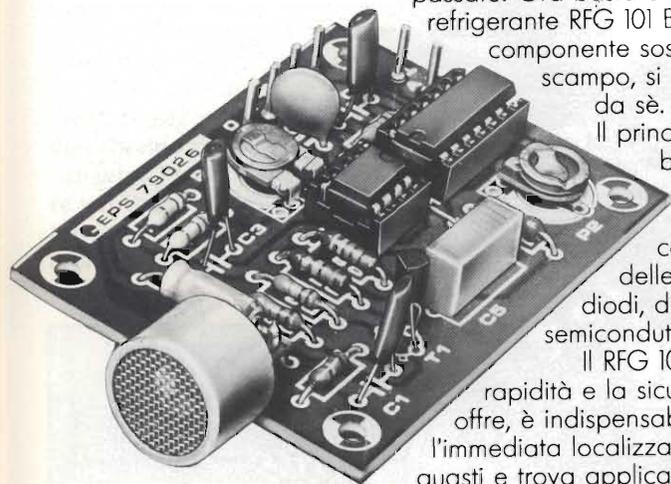
Questo circuito non ha, naturalmente, soltanto vantaggi. Il tempo di risposta della regolazione per variazioni rapide del carico all'uscita aumenterà perchè, in condizioni particolarmente sfavorevoli, dovrà passare un'intera semionda (10 ms) prima che il condensatore di filtro possa essere caricato al livello necessario. Per risolvere questo problema sarebbe necessario ricorrere ad un alimentatore a commutazione, la cui costruzione è però molto più impegnativa.

Oscilloscopio multifunzione a 3 canali

Le caratteristiche principali dell'oscilloscopio BS 320 della Aaron sono: 3 canali, 15 MHz, memoria digitale, multimetro digitale a 3 1/2 cifre incorporato, trigger ritardato, prova componenti. Lo strumento è dotato di una memoria digitale di 8 bit x 1024 parole con velocità di registrazione da 0,1 ms/div a 0,5 s/div, avente anche la possibilità di espandere ulteriormente la forma d'onda con un controllo x 5.
L'esame dei transistori è ulteriormente facilitato dalla possibilità di uscire direttamente su un normale registratore X - Y.
La terza traccia risulta particolarmente utile quando, lavorando su tensioni trifase, si devono osservare contemporaneamente le 3 fasi. Inoltre il comando X-Y Mode è stato appositamente realizzato per facilitare le misure di sfasamento, misure di frequenza, ecc.
Il prova componenti permette di visualizzare le caratteristiche dinamiche dei componenti anche già montati nei circuiti. Nella parte superiore dell'oscilloscopio è incorporato un multimetro digitale a 3 1/2 cifre con una precisione dello 0,5%. Si possono effettuare misure di tensioni continue ed alternate da 1 mV a 1000 V, correnti continue e alternate da 1 μA a 1 A e misure di resistenza da 1 Ω a 20 MΩ.
Il BS 320 possiede polarità automatica, indicazione di sovraccarico ed è protetto su tutte le portate.

DE LORENZO INSTRUMENTS
Via Piemonte, 14
Fizzonasco - Pieve E. (MI)

TROVATO IL GUASTO IN UN SOFFIO.

Le lunghe ricerche del componente guasto sono entrate nel passato. Ora basta un getto di refrigerante RFG 101 BITRONIC e il componente sospettato non ha scampo, si mette in mostra da sè.

Il principio è basato sulla reazione al freddo dei condensatori, delle resistenze, dei diodi, dei semiconduttori.

Il RFG 101 con la rapidità e la sicurezza che offre, è indispensabile per l'immediata localizzazione dei guasti e trova applicazioni non solo nel campo delle riparazioni radio-TV e apparecchiature elettroniche, ma anche nelle fasi di ricerca e sviluppo dei semiconduttori, dei computers, dell'automazione.

Ingredienti: fluoro-cloro-carburi 100%
Punto di ebollizione: −30 °C
Pressione collaudo bombola vuota: 14 Atm.
Temperatura collaudo bombola piena: 50 °C
Pressione max bombola a 50 °C: 11 Atm.
Non infiammabile
Confezionato a norme CEE

BITRONIC®
electro chemical development

ALIMENTAZIONE DI CMOS MEDIANTE SCARICA

ing. Alber Haug

La conservazione dei dati depositati nelle memorie RAM è legata alla presenza della tensione di alimentazione. L'articolo esamina in dettaglio un sistema di alimentazione attuato con l'energia immagazzinata in un condensatore. Si tratta naturalmente di una alimentazione temporanea, capace però di sopperire "momentaneamente" quella normale nel caso in cui quest'ultima venisse a mancare per qualche breve tempo.

DI UN CONDENSATORE

Il condensatore è il dispositivo immagazzinatore di energia elettrica per eccellenza. In passato, le capacità dei condensatori elettrolitici erano relativamente ridotte; d'altra parte, la richiesta di energia da parte dei circuiti elettrici era così grande da non consentire di poter alimentare un circuito elettrico, anche per tempi brevi, ricorrendo ad un condensatore. Attualmente, i grandi passi in avanti fatti dalle tecnologie di costruzione dei condensatori elettrolitici da una parte, e dall'altra, la ridotta corrente di alimentazione richiesta dai componenti CMOS hanno fatto si che, se la tensione di alimentazione s'abbassa o viene momentaneamente a mancare, i circuiti CMOS potranno ancora essere alimentati per minuti, e anche per ore, dall'energia immagazzinata in un condensatore. Questa possibilità può essere vantaggiosamente sfruttata per l'alimentazione delle memorie RAM le quali, qualora venisse a mancare momentaneamente l'alimentazione, potranno ancora trattenere i dati memorizzati che diversamente andrebbero perduti. In questo articolo si danno suggerimenti pratici per la soluzione di questo problema.

Principio di funzionamento di un sistema di alimentazione-tampone

Un condensatore C, caricato al livello della tensione di alimentazione V_O (*figura 1*), può sempre tamponare momentaneamente una tensione di alimentazione qualora questa venga per breve tempo a mancare. Quando ciò si verifica, la tensione ai capi del condensatore non può ovviamente mantenersi costante ma diminuerà rapidamente con andamento esponenziale. Per svolgere correttamente questa funzione occorrerà però che, per un tempo di transizione t_t, sia presente ai capi del condensatore una tensione pari a $v_C > V_A$ dove v_C è la tensione disponibile ai capi del condensatore, e V_A è il valore della tensione di alimentazione richiesta dal componente CMOS.

Siccome la "venuta meno" della tensione di alimentazione V_O, teoricamente corrisponde ad un cortocircuito della sorgente di alimentazione, per impedire che la tensione presente sul condensatore si scarichi *in direzione* dell'alimentatore occorrerà inserire, con polarità corretta, il diodo D. È questo il motivo per cui il reale livello della tensione ai capi del condensatore non sarà V_O ma $V_O - V_D$, dove V_D indica la caduta di tensione ai capi del diodo. Oltre a ciò, occorrerà prevedere anche un sistema di limitazione della corrente di carica del condensatore, realizzato nel nostro caso, con il resistore di protezione R_S. La situazione risulterà ancora più favorevole qualora, come indicato in *figura 1b*, un regolatore di tensione provveda a fare in modo che la tensione di uscita $V_A < v_C$ possa mantenersi co-

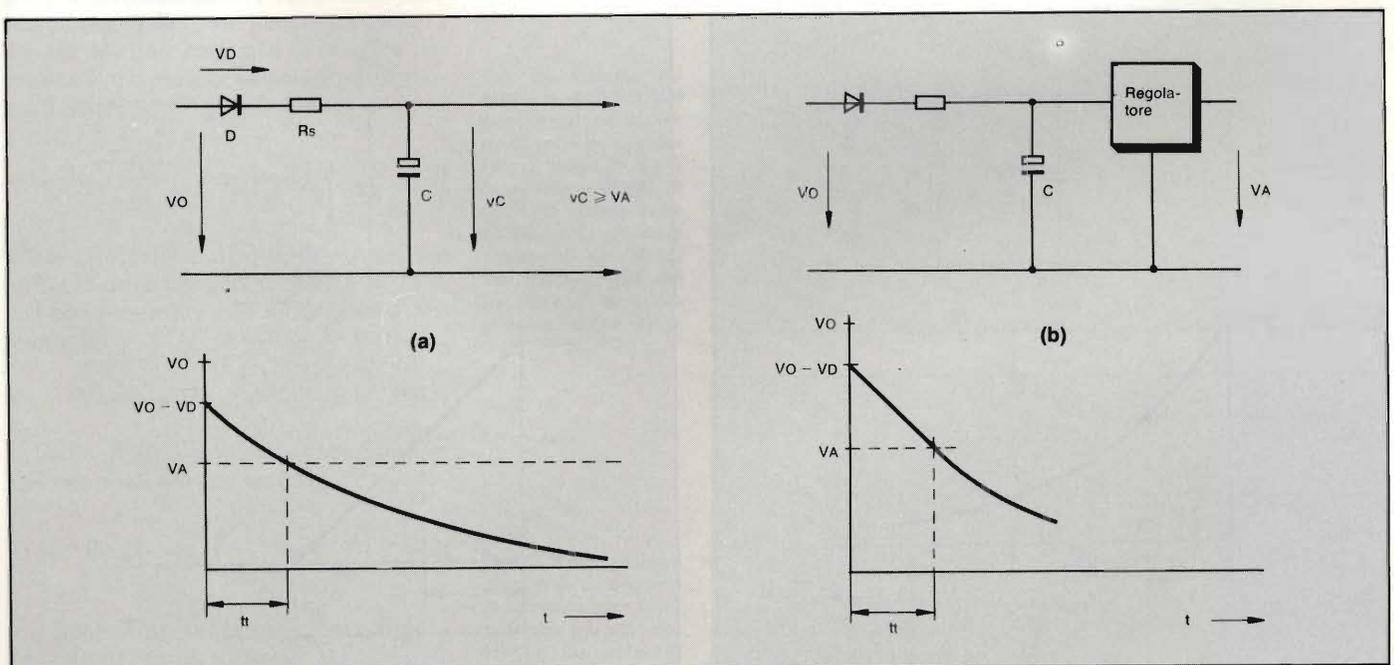



Fig. 1a - Schema di principio di un sistema di alimentazione-tampone realizzato mediante la corrente di scarica di un condensatore. Fig. 1b - Schema di principio di un sistema di alimentazione-tampone realizzato mediante condensatore al quale è stato aggiunto un regolatore di tensione.

stante durante il tempo di transizione t_t. Il valore della tensione V_A potrebbe essere, per esempio, quello richiesto dal funzionamento stand-by.

Meccanismo di scarica di un condensatore

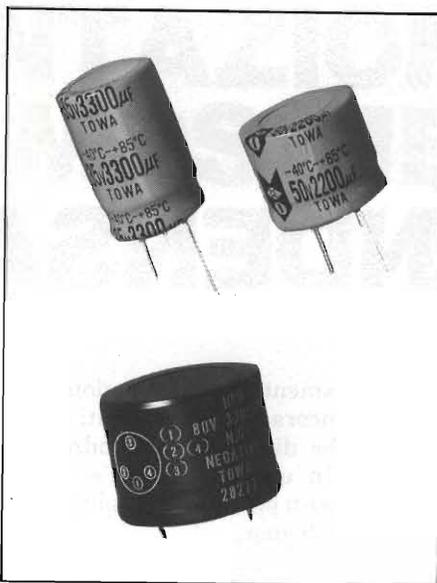
La scarica di un condensatore può avvenire essenzialmente in due maniere: attraverso una *resistenza costante* oppure *a corrente costante*. Una terza possibilità di scarica è costituita dalla combinazione simultanea dei due tipi di scarica suddetti.

1) Scarica attraverso una resistenza costante

La scarica di un condensatore C attraverso una resistenza di carico costante R_L è regolata, per quanto riguarda l'andamento della tensione (*figura 2*), dalla nota formula:

$$v_C = V_{C0} \cdot e^{-t/(C \cdot R_L)} = \quad (1)$$
$$= V_{C0}\left(1 - \frac{t}{C \cdot R_L} + \frac{1}{2}\left(\frac{t}{C \cdot R_L}\right)^2 - ...\right)$$

Nel caso in cui durante il tempo di transizione t_t la tensione v_C ai capi del condensatore risultasse più elevata della tensione (stand-by) V_A, avremo:

$$t_t = C \cdot R_L \cdot \ln\left(\frac{V_{C0}}{V_A}\right) \quad (2)$$

Condensatori elettrolitici TOWA distribuiti in Italia dalla Redist.

Il tempo impiegato dal condensatore per scaricarsi completamente, il tempo cioè richiesto perché la tensione v_C si azzeri, teoricamente è infinito ($t_E \rightarrow \infty$).

In pratica però la tensione ai capi del condensatore diventerà meno dell'1% del suo valore iniziale V_{C0} dopo un tempo pari a $t = 5C \cdot R_L$.

Nelle formule riportate sopra non si è tenuto conto né della scarica a cui può andare incontro il condensatore ad opera del fenomeno di dispersione, né della resistenza inversa del diodo D.

2) Scarica a corrente costante

Quando la scarica del condensatore avviene a corrente costante (*figura 3*), le relazioni che la regolano sono molto semplici. Vediamo innanzitutto che la tensione ai capi del condensatore diminuisce con andamento *lineare* nel tempo come indicato dalla formula.

$$v_C = V_{C0}\left(1 - \frac{t}{t_E}\right) V_{C0}\left(1 - \frac{t}{C \cdot R_0}\right) \quad (3)$$

Anche in questo caso, t_E indica il tempo impiegato dal condensatore per scaricarsi completamente ($v_C = 0$).
Il valore di t_E è dato da

$$t_E = \frac{C \cdot V_{C0}}{I_0} = C \cdot R_0 \quad (4)$$

Nella quale $R_0 = V_{C0}/I_0$ è il rapporto tra la tensione iniziale ai capi del condensatore e la corrente prelevata da esso.

Le formule (3) e (4) indicano inoltre che nel caso di scarica a corrente costante, l'andamento della tensione ai capi del condensatore ha lo stesso andamento della porzione iniziale della curva esponenziale della figura 2, dato che per la condizione di partenza, è da supporre $R_L = V_{C0}/I_0 = R_0$. Il tempo di transizione t_t è dato da

$$t_t = (V_{C0} - V_A) \cdot \frac{C}{I_0} = \frac{\Delta V \cdot C}{I_0} \quad (5)$$

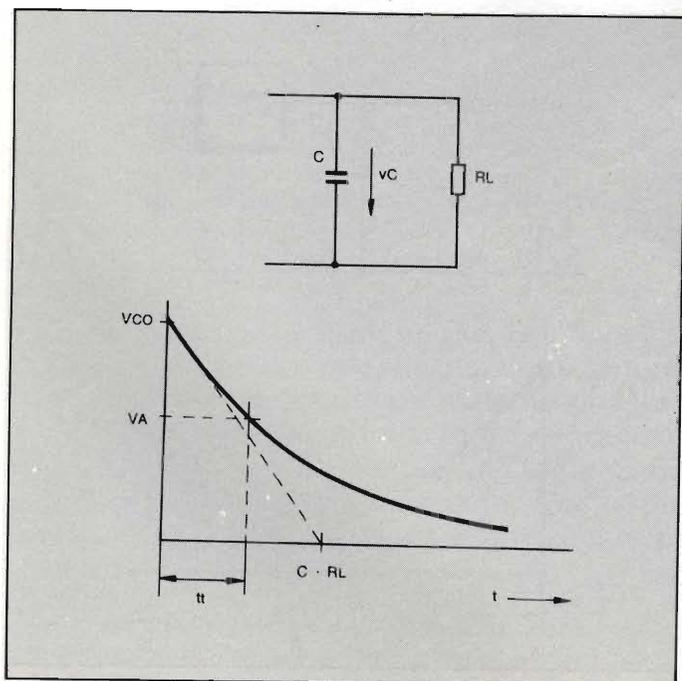



Fig. 2 - Andamento della tensione di scarica di un condensatore quando la resistenza di scarica R_L è costante.

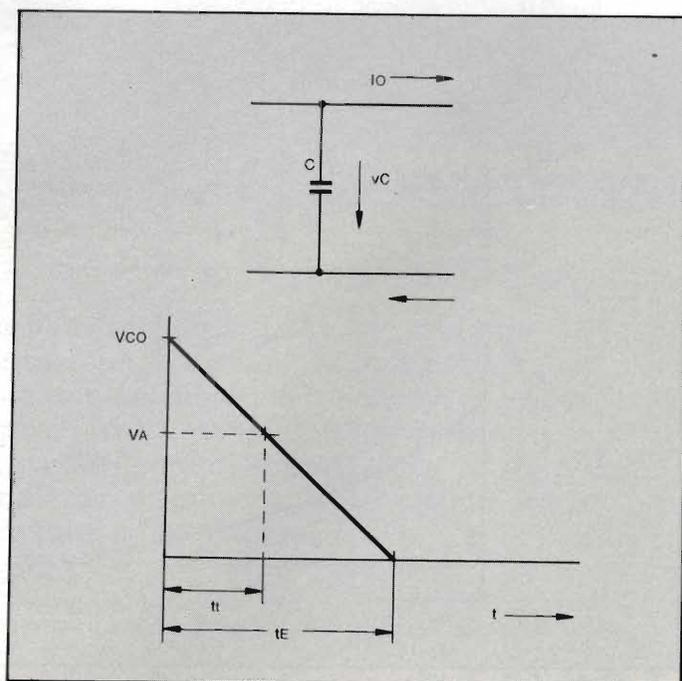



Fig. 3 - Andamento della tensione di scarica di un condensatore nel caso la corrente di scarica sia costante.

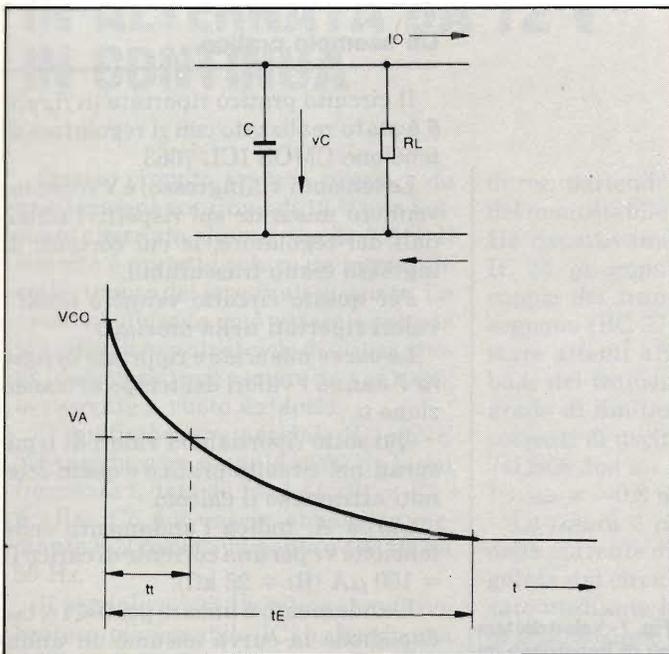



Fig. 4 - Andamento della tensione di scarica di un condensatore detta mista, in quanto avviene in parte su una resistenza costante e in parte a corrente costante.

Anche in questo caso non si è tenuto conto della scarica del condensatore ad opera della sua resistenza di isolamento e della resistenza inversa del diodo di bloccaggio. Questi due tipi di scarica possono considerarsi una scarica aggiuntiva che avviene a resistenza costante, e di conseguenza, tutto il processo di scarica dovrà considerarsi una scarica *mista*.

3) Scarica mista

In questo caso, come risulta dalla *figura 4* il condensatore viene scaricato sia ad opera di una resistenza costante R_L sia ad una corrente di scarica costante I_0. La relativa formula differenziale sarà:

$$-C \cdot R_L \cdot \frac{dv_C}{dt} - v_C = I_0 \cdot R_L \qquad (6)$$

La risoluzione di questa equazione differenziale dà una tensione ai capi del condensatore che avrà questo andamento

$$v_C = (V_{C0} + I_0 \cdot R_L) \cdot e^{-t/C \cdot RL} - I_0 \cdot R_L \qquad (7)$$

Dalla quale si potrà ricavare il valore del tempo di transizione t_t

$$t_t = C \cdot R_L \cdot \ln \left(\frac{V_{C0} + I_0 \cdot R_L}{V_A + I_0 \cdot R_L} \right) \qquad (8)$$

e il tempo impiegato t_E per la completa scarica del condensatore

$$t_E = C \cdot R_L \cdot \ln \left(\frac{V_{C0} + I_0 \cdot R_L}{I_0 \cdot R_L} \right) \qquad (9)$$

Anche in questo caso, le formule non tengono conto dell'influenza del diodo di protezione e della resistenza di dispersione del condensatore.

Scarica del condensatore con aggiunto regolatore di tensione

In *figura 5* è riportato in maniera più dettagliata il circuito di figura 1b, e cioè la scarica del condensatore con annesso regolatore della tensione di uscita. In questa figura si possono osservare con maggior dettaglio i parametri in gioco. In questo caso, infatti, il condensatore C "alimenta" il regolatore con una tensione v_C (naturalmente si parte sempre dal valore V_{C0} e, in presenza del diodo di protezione D, da $V_{C0} = V_0 - V_D$). Attraverso il regolatore scorrerà anche una corrente interna i_{int} la quale non sarà costante ma dipenderà dalla tensione v_C di ingresso del regolatore. A seconda delle condizioni di lavoro (vedi data sheet del regolatore), questa corrente (che deve considerarsi anch'essa una corrente di scarica del condensatore), sarà essenzialmente una corrente di scarica costante oppure una corrente di scarica su resistenza costante.

La presenza all'uscita del regolatore di tensione del partitore (R1 + R2) fa si che esso venga attraversato oltre che dalla corrente interna i_{int} anche dalla corrente I_B del partitore data da

$$I_B = \frac{V_A}{R_1 + R_2} \qquad (10)$$

la quale vale nel caso di assenza di carico e nel caso

$$V_A = V_{ref} \left(\frac{R_1}{R_2} \right) \qquad (11)$$

La corrente I_B va considerata una corrente di scarica costante per il fatto che durante il tempo di transizione t_t essa, per definizione, non può variare.

Fig. 5 - Circuito nel quale la scarica del condensatore avviene tramite un regolatore di tensione. È più completo di quello di fig. 1b in quanto tiene conto delle correnti parassite circolanti nel regolatore e nel partitore di tensione presente all'uscita.

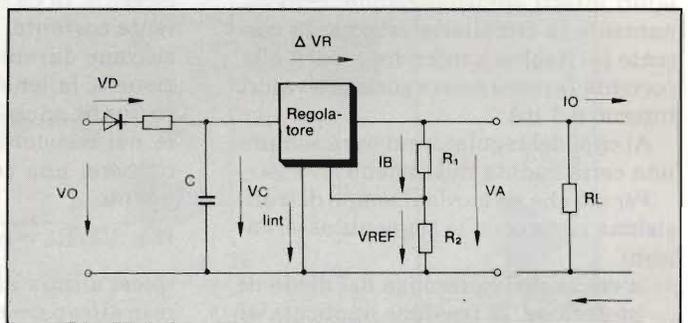



Fig. 6 - Realizzazione pratica di un sistema di alimentazione temporanea attuata mediante corrente di scarica di un condensatore con annesso regolatore di tensione.

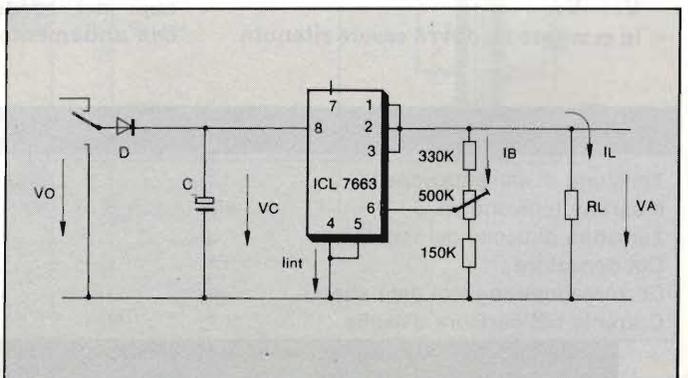
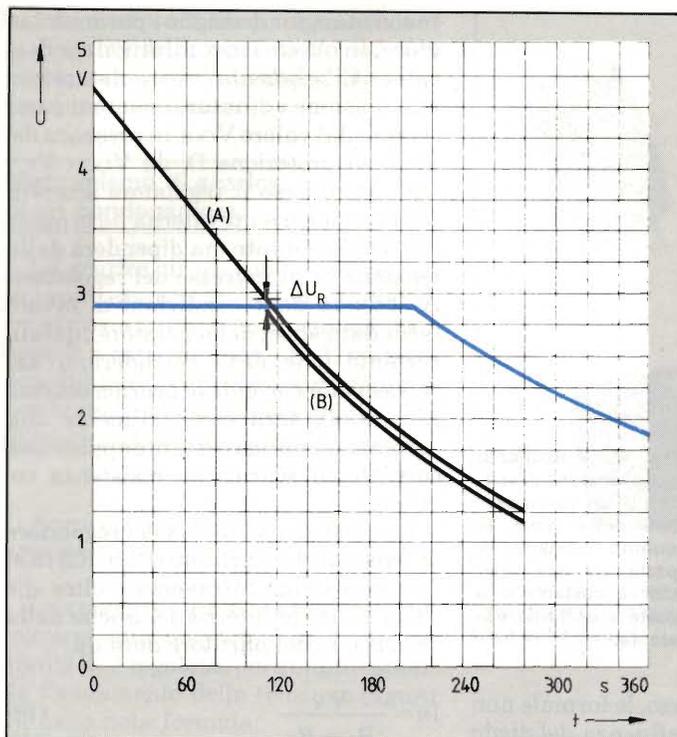



Fig. 7 - Valori del tempo di transizione misurati nel circuito pratico riportato in fig. 6.

È ovvio inoltre che le due correnti, rispettivamente i_{int} e I_B dovranno avere un valore più piccolo possibile. È questo il motivo per cui quando viene a mancare la normale tensione di alimentazione e si desidera che i circuiti vengano alimentati ancora per qualche minuto dall'energia immagazzinata nel condensatore, occorrerà utilizzare esclusivamente regolatori di tensioni in tecnologia CMOS. In questi regolatori infatti, dimensionando opportunamente la circuiteria esterna, la corrente i_{int} risulterà inferiore a 5 μA e la corrente I_B potrà essere portata a valori intorno a 1 μA.

Ai capi del regolatore si avrà sempre una certa caduta di tensione $\Delta V_{R\,min}$.

Per ciò che riguarda il tempo di transizione t_t valgono le seguenti osservazioni

— a causa della presenza del diodo di protezione, la tensione applicata al condensatore avrà un valore pari a $V_0 - V_D$.

— la corrente i_{int} dovrà essere ritenuta a seconda del tipo di regolatore utilizzato, o una corrente di scarica su resistenza costante oppure semplicemente una corrente di scarica costante.

— la scarica del condensatore prodotta dalla resistenza inversa del diodo di protezione e dalle resistenze di isolamento del condensatore è da ritenersi una scarica a resistenza costante.

— durante il tempo di transizione t_t la corrente I_B va considerata una corrente costante.

— siccome durante il tempo di transizione t_t, la tensione V_A si mantiene costante, anche la corrente circolante nel resistore di carico R_L dovrà ritenersi una corrente costante. In quanto

$$I_L = V_A/R_L = \text{costante} \qquad (12)$$

Quest'ultima affermazione vuol dire in altre parole che, appena prevalgono le correnti I_L e I_B la tensione ai capi del condensatore diminuirà con andamento lineare.

Tabella 1 - Valori di tensione e di corrente nel circuito pratico

Tensione di alimentazione	$V_0 = 5$ V
Massima tensione su C	$V_{CO} = 4{,}6$ V
Tensione di uscita del regolatore	$V_A = 2{,}8$ V
Condensatore	C = 7000 μF
Corrente interna (vedi data sheet)	$i_{int} \approx 3$ μA
Corrente nel partitore d'uscita	$I_B \approx 3$ μA

Un esempio pratico

Il circuito pratico riportato in *figura 6* è stato realizzato con il regolatore di tensione CMOS ICL 7663.

Le tensioni v_C (ingresso) e V_A (uscita) vennero misurate sui rispettivi terminali del regolatore, le cui correnti di ingresso erano trascurabili.

Per questo circuito vennero scelti i valori riportati nella *tabella 1*.

Le curve misurate e riportate in *figura 7* danno i valori del tempo di transizione t_t.

Qui sotto riportiamo i valori di t_t misurati nel circuito pratico e quelli ottenuti attraverso il calcolo.

Curva A: indica l'andamento della tensione v_C per una corrente di carico I_L = 100 μA (R_L = 28 kΩ).

L'andamento è lineare per $0 \leqslant t \leqslant t_{int}$, dopodiché la curva assume un andamento esponenziale.

Valore del tempo di transizione calcolato:

$t_{int} = \Delta V \cdot C/I_{tot} =$
$= 1{,}8\ V \cdot 7\ mF/106\ \mu A = 119\ s$

Valore misurato: t_{int} = 120 s.

Curva B: Indica l'andamento della tensione d'uscita V_A con gli stessi dati indicati per la curva A.

La più bassa caduta di tensione ai capi del regolatore è $V_{B\,min} \approx 75$ mV.

Valore calcolato:

$$t_{int} = \frac{(V_0 - V_D) - (V_A + V_{B\,min})}{I_{tot/C}}$$

= 114 s

Valore misurato: t_{int} = 114 s

Curva C: Andamento della tensione d'uscita V_A per una corrente di carico I_L = 50 μA (R_L = 56 kΩ)

Valore calcolato: t_{int} = 216 s

Valore misurato: t_{int} = 210 s.

Questo esempio pratico dimostra che utilizzando le formule sopra riportate si perviene ad un valore del tempo di transizione che non differisce considerevolmente da quello misurato nel circuito pratico. Normalmente però conviene tener buono un valore del tempo di transizione leggermente inferiore a quello ottenuto attraverso il calcolo teorico in maniera d'essere sicuri di "tamponare" sicuramente il tempo durante il quale viene a mancare la tensione di alimentazione. ■

CONVERTITORE CC/CA REGOLABILE: 220 V IN ALTERNATA DA 12 V IN CONTINUA

Questo circuito serve a ricavare da una tensione continua di 12 V una tensione alternata simmetrica di 220 V. Il circuito è protetto contro un eventuale cortocircuito dei terminali di uscita. La tensione d'uscita può essere adattata al carico in quanto il ciclo di utilizzazione (duty cycle) può variare da 1 al 100%; la corrente a vuoto è ridotta.

Il multivibratore astabile IC1a (NE 556) produce un segnale a 200 Hz la cui frequenza f, data da f = 1,44/(P1 + R3 + 2 · R4): C5 può essere abbassata mediante IC2 rispettivamente a 100 Hz e a 50 Hz.

Il segnale a 100 Hz pilota il multivibratore monostabile IC1b. La durata dell'impulso t, data da t = 1,1 · C8 · (R5 + +(P3 + R6)| | P2, può essere regolata agendo su P2 entro un tempo compreso tra 0,1 e 10 ms.

Quest'ultimo valore, se P2 = 100 kΩ, può essere a sua volta ottenuto agendo su P3.

IC3a e 3b (74 LS 08) servono a produrre, partendo dal segnale di uscita del monostabile e grazie ai segnali a 50 Hz rispettivamente Q e $\overline{Q}$ del divisore IC 2b, gli impulsi di pilotaggio per le coppie dei transistori-interruttori che seguono (BC 377b/BD 244B). Bisogna stare attenti affinchè i resistori R8 in base dei transistori BC 337b siano in grado di limitare ai valori previsti, le correnti di uscita da IC 3 che sono nel 74LS08 $I_{OH\ max}$ = 0,4 mA, e nel 7408, $I_{OH\ max}$ = —0,8 mA!).

La *figura 2* riporta la caratteristica della corrente di ingresso che viene regolata dal circuito di protezione realizzato mediante IC4. Per valori del ciclo di utilizzazione (duty cycle) t/T fino al 75%, la corrente risulta limitata fino a 4 A.

Per misurare la corrente viene utilizzato il resistore R1 da 0,05 Ω costituito da un ponticello di filo di costantana. Questo segnale di misura della corrente perviene al comparatore IC4d tramite l'amplificatore differenziale IC4a avente un valore di amplificazione pari a 50. Il comparatore IC4d commuterà non appena la corrente di ingresso avrà superato il massimo valore ammesso. Il fianco negativo dell'impulso di commutazione viene reso più ripido da IC3c, che provvederà a resettare il monostabile in maniera da ridurre il ciclo di utilizzazione all'1%.

Una limitazione della potenza d'ingresso su un valore sopportabile da parte del trasformatore ha luogo qualora il ciclo di utilizzazione dovesse essere superiore al 75%.

Per misurare il ciclo di utilizzazione si applica il segnale di uscita dal monostabile tramite IC3d ad una rete integratrice RC (R · C = 1 s) e il valore medio così ottenuto andrà a comandare l'amplificatore-finestra IC4c. La soglia del 75% del ciclo di utilizzazione si ottiene mediante regolazione di P5. Agendo su P6, l'amplificazione può essere regolata in maniera che il comparatore IC4d inizia a commutare quan-

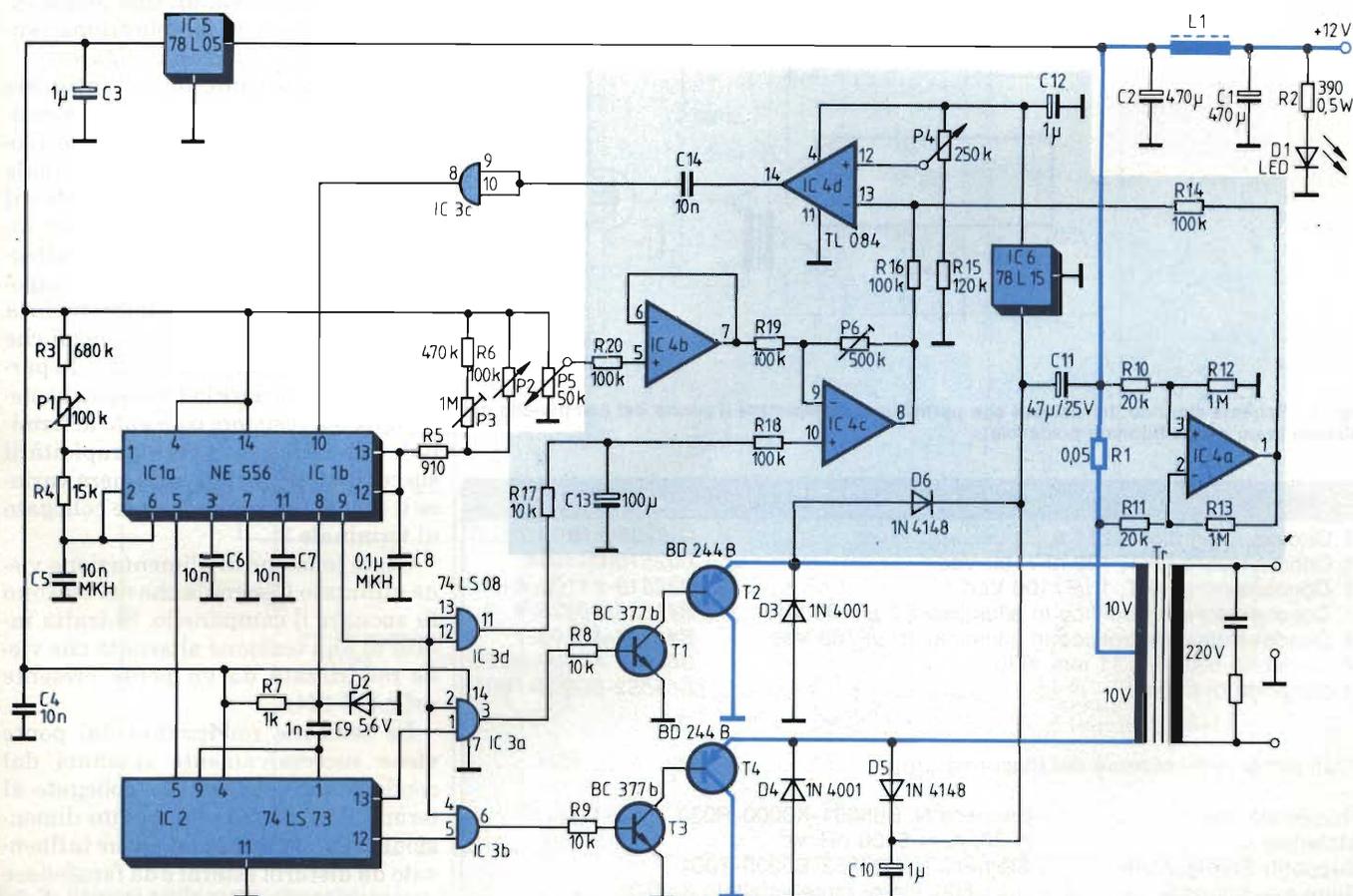



Fig. 1 - Schema elettrico del convertitore cc/ca regolabile.

do il ciclo di utilizzazione ha il valore del 100% e la corrente di ingresso assume il valore di $0,75/I_{max} = 3$ A.

Qualora si volesse fare a meno del sistema di limitazione della corrente descritto verrebbero automaticamente eliminati tutti i componenti racchiusi nell'area colorata del circuito di *figura 1*. In questo caso, R1 dovrebbe essere sostituito con un ponticello di filo normale e dovrebbero essere eliminati anche i componenti D5 e C10 richiesti per il raddoppio del valore di tensione.

La migliore approssimazione della tensione di uscita alla forma sinusoidale si ha quando il ciclo di utilizzazione è il 63,7% (e cioè 2/ π). La sinusoide della tensione di uscita potrà essere ulteriormente migliorata inserendo all'uscita un filtro passa-basso LC. Ovviamente, per avere ai terminali di uscita del secondario del trasformatore un valore di tensione alternata di 220 V efficaci occorrerà che esso sia in grado di dare una tensione di picco con valore di 310 V.

Fig. 2 - Curva caratteristica del corrente d'ingresso.

SUONO BITONALE AL POSTO DEL CAMPANELLO DEL TELEFONO

Sentire due note musicali in rapida successione al posto del "trillo" del campanello del telefono in molti casi può essere più piacevole, specialmente quando il telefono viene utilizzato come sveglia. Come trasduttore acustico può essere usato sia un tipo piezoelettrico (buzzer) sia un piccolo altoparlante. Il circuito è indicato in *figura 1*.

Un oscillatore interno dell'integrato S124A (Siemens) produce due frequenze musicali in rapida successione. L'oscillatore è seguito da uno stadio finale incaricato di pilotare l'altoparlante o il trasduttore piezoceramico (buzzer), indicato nella *figura 1* mediante tratteggio. Variando il valore di alcuni componenti esterni è possibile cambiare sia la frequenza delle due note musicali che la rapidità con cui si succedono. In particolare, per variare la frequenza basterà agire sul resistore collegato al terminale 4, mentre per variare la rapidità di successione delle note bisognerà variare il valore del condensatore collegato al terminale 3.

Come tensione di alimentazione viene utilizzato il segnale che nel telefono fa suonare il campanello. Si tratta infatti di una tensione alternata che viene raddrizzata da un ponte presente nel c.i. S 124A.

La tensione raddrizzata dal ponte viene successivamente spianata dal condensatore elettrolitico collegato al terminale 7. Il circuito è stato dimensionato in modo da non essere influenzato da disturbi esterni e da funzionare egregiamente anche in presenza di un segnale di chiamata debole.

Fig. 1 - Schema elettrico del sistema che permette di trasformare il suono del campanello del telefono in un suono bitonale piacevole.

Componenti richiesti e loro codice di ordinazione alla Siemens.

Componente	Codice
1 Circuito integrato, S 124 A	*Q 6700-Z18*
1 Condensatore MKT, 100 nF/100 Vcc	*B32510-D1104K*
1 Condensatore MKT, 1 µF/100 Vcc	*B32512-E1105-K*
1 Condensatore elettrolitico in alluminio 2,2 µF/63 Vcc	*B41326-A8225-V*
1 Condensatore elettrolitico in alluminio 10 µF/63 Vcc	*B41326-A8106-V*
2 Nuclei ad olla 18 x 11 mm, N30	*B65651-K0000-R030*
1 Supporto di bobina	*B65652-B0000-T001*

Dati per la realizzazione del trasformatore

Nucleo ad olla	Siemens N. B65651-K0000-R030, (18 x 11)
Materiale	N 30, $A_L = 5600$ nH/w^2
Supporto avvolgimenti	Siemens N. B65652-B0000-T001
Spire avvolgimenti	$n_1 = 800$, filo di rame smaltato da 0,08 mm $n_2 = 50$, filo di rame smaltato da 0,4 mm

CIRCUITO DI PROTEZIONE PER UN ALIMENTATORE DI POTENZA (5 V/5 A)

Proteggere un alimentatore stabilizzato lineare (e cioè non switching) contro un eventuale cortocircuito dei suoi morsetti di uscita o contro sovratensioni non è facile, specialmente se l'alimentatore deve fornire valori elevati di corrente (nel nostro caso 5 A). Il circuito di protezione che quì presentiamo è in grado di proteggere sia l'alimentatore sia il suo carico contro i due malaugurati eventi. Esso infatti blocca velocemente i transistori di potenza, regolatori (2N3055) disposti in serie all'uscita dell'alimentatore, e di conseguenza riduce a zero sia la tensione che la corrente di uscita del regolatore.
L'alimentatore-stabilizzatore in serie riportato in *figura 1* è tipico ed è di potenza. Il sistema di protezione contro cortocircuiti e sovratensioni è racchiuso dentro la linea tratteggiata e funziona così: quando si verifica un cortocircuito all'uscita, il transistore Q2 si blocca in quanto gli viene a mancare la tensione di base; Il bloccaggio di Q2 provoca automaticamente il bloccaggio di Q1, in quanto alla base di que-

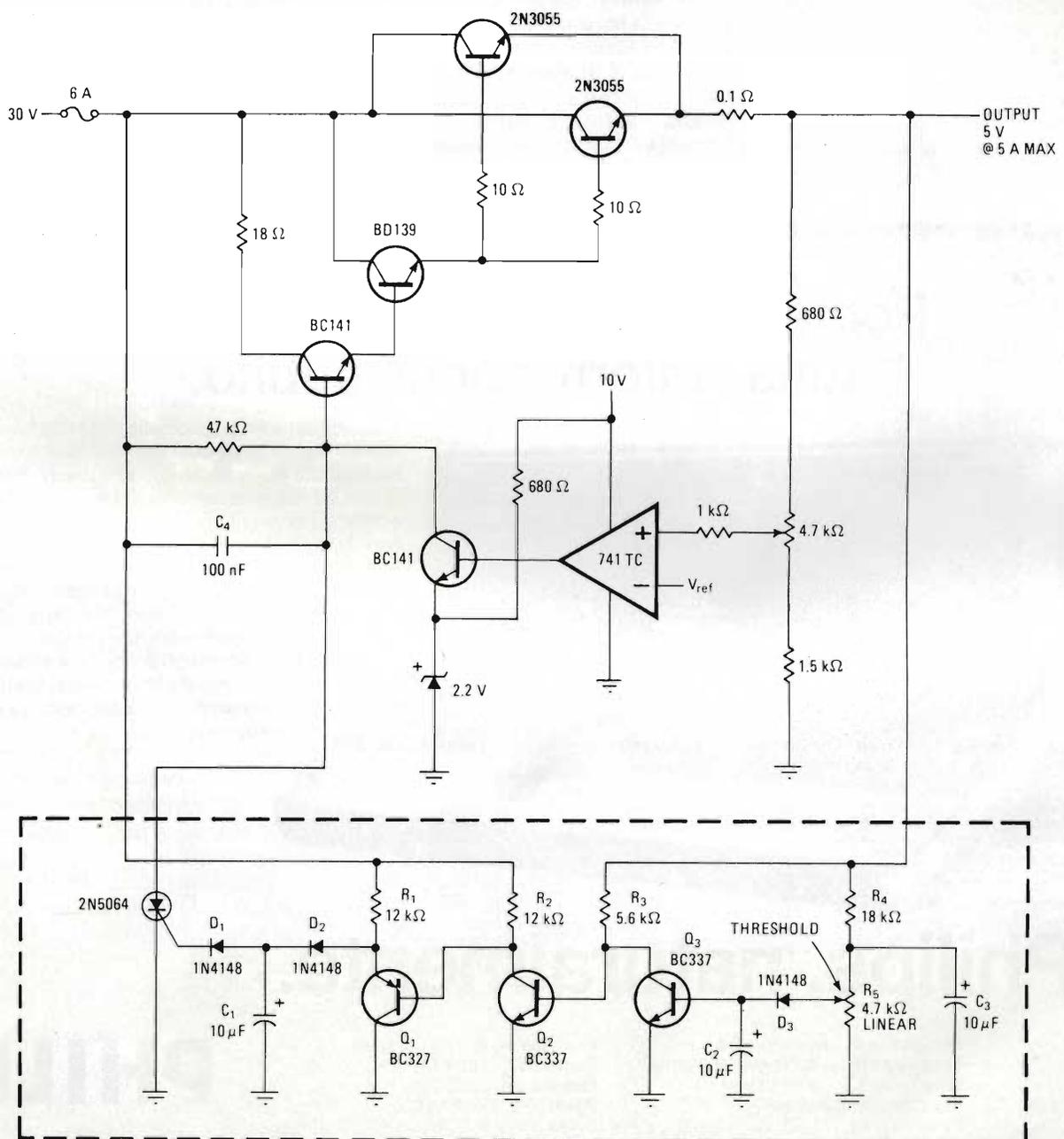



Fig. 1 - Schema elettrico dell'alimentatore stabilizzato. Il circuito di protezione è quello racchiuso dentro la linea tratteggiata. In caso di cortocircuito (o di sovratensione), Q2 e Q1 si bloccano provocando l'innesco del tiristore, che a sua volta interromperà i due transistori di potenza dell'alimentatore.

st'ultimo viene applicata una tensione positiva elevata (Q1 è un PNP).

Sul collettore di Q1 avremo quindi una tensione di circa 30 V, che tramite D2, D1 e C1 verrà applicata al gate del tiristore 2N5064. Il tempo intercorrente tra il bloccaggio di Q1 e l'applicazione della tensione sul gate del tiristore dipenderà dalla costante di tempo R1, D1, D2, C1. Questo ritardo è necessario per impedire che il tiristore venga innescato, e quindi blocchi l'alimentatore quando inizialmente quest'ultimo viene messo in funzione.

Trascorso questo tempo di ritardo, e se l'alimentatore è in corto, il tiristore verrà innescato e metterà pertanto a massa la base e il collettore dei due BC141. Questi due transistori non potranno più quindi condurre e si bloccheranno, interrompendo a loro volta i due transistori di uscita (2N3055) dell'alimentatore.

Vediamo ora come avviene il suddetto bloccaggio nel caso in cui la tensione di uscita superi il valore fissato dall'utilizzatore.

Se venisse superato il valore di 5V, anche la tensione di base di Q3 aumenterebbe e farebbe entrare in conduzione Q3. Anche in questo caso, ciò si verificherebbe con un certo ritardo, stabilito dalla costante di tempo degli elementi C2, R4, D3 e il potenziometro R5 (che fissa la soglia di entrata in funzione del circuito). Il motivo di questa ritardata entrata in funzione è identico a quello specificato per il caso di cortocircuito. L'entrata in conduzione di Q3 azzera la tensione sulla base di Q2, provocando un meccanismo di funzionamento identico a quello descritto per il caso di cortocircuito. (In entrambi i casi infatti, viene portata a zero la tensione in base di Q2).

Per ripristinare le condizioni di funzionamento normale dell'alimentatore occorrerà per prima cosa disattivarlo, eliminare le cause di cortocircuito o di sovratensione, e quindi riattivarlo. ■

AUTORADIO AM/FM CON RIPRODUTTORE STEREO AUTOREVERSE

PROLINE VII
Funzioni: LO/DX, Loudness, Mono/Stereo, Selettore nastri metal.
Autoreverse: Sintonia digitale, Indicatore di potenza a LED.
Equalizzatore a 5 bande grafiche.
Potenza: 20 W per canale.
14/0230-51

PROLINE IX
Funzioni: LO/DX, Loudness, Mono/Stereo, Sselettore nastri metal.
Autoreverse: Sintonia digitale, Indicatore di potenza a LED. Dolby, ricerca automatica della frequenza
Controllo volume e sintonia con tasti microsensibili.
Potenza: 15 W per canale.
14/0260-51

A DIVISION OF GBC

DA PORTATILE TV A MONITOR PER PERSONAL COMPUTER

I normali televisori portatili possono essere trasformati senza difficoltà in monitor per personal computer. L'inserimento dei segnali video e audio non modulati, provenienti dal computer, a livello dei demodulatori video e audio del TV portatile evita quel complesso cammino che questi segnali dovrebbero fare qualora, trasportati da una portante UHF, dovessero essere applicati ai morsetti di antenna del televisore. Questo inserimento diretto evita fenomeni di dissintonia, e di conseguenza i caratteri alfanumerici appariranno incisi e nitidi sullo schermo.

Hans Neumayr

In un personal computer, la distanza tra operatore e schermo del monitor è molto minore di quella con cui normalmente si osserva un'immagine sullo schermo di un televisore. È questo il motivo per cui gli schermi dei cinescopi utilizzati nei personal computer hanno una diagonale il cui massimo valore è 30 cm (14"), ed è anche questo il motivo per cui, volendo utilizzare come monitor per personal computer un televisore, occorrerà utilizzare un televisore portatile.

Una presa video aggiuntiva sul portatile TV abbrevia il "cammino" del segnale proveniente dal personal computer

Ogni personal computer è munito di uno stadio modulatore che provvede a "trasportare" su una portante video (nella maggior parte dei casi situata nel canale 36 nella banda UHF), il segnale video da esso fornito. La portante modulata potrà così essere applicata ai morsetti di antenna del normale televisore portatile, ovviamente sintonizzato sul canale 36. Una volta applicato ai morsetti di antenna, la *figura 1* indica il successivo "cammino" che il segnale video del personal deve compiere per arrivare sullo schermo del televisore. Vediamo così che il segnale UHF attraversa uno stadio amplificatore r.f., viene successivamente convertito in un segnale a frequenza intermedia, che dopo essere stato sufficientemente amplificato viene demodulato. A questo punto ritroviamo quello stesso segnale video che nel personal era andato a modulare la portante UHF.

Questo "giro vizioso" può essere evitato, qualora si munisca il portatile TV di un ingresso video sistemato all'altezza del rivelatore video del televisore. A questo ingresso verrà applicato il segnale video del computer, e precisamente nella forma che esso ha prima di andare a modulare la portante UHF. Si comprende allora facilmente come l'introduzione di questa presa video aggiuntiva consentirà di ottenere sullo schermo del portatile un'immagine dei caratteri alfanumerici, stabile ed esente da ombre sul fianco destro dei caratteri. Quest'ultimo inconveniente è dovuto al fatto che difficilmente l'oscillatore del modulatore UHF del personal mantiene fissa nel tempo la sua frequenza, e d'altra parte, compensare questa deriva di frequenza agendo sul regolatore della sintonia fine del portatile diventerebbe un'operazione tediosa e perditempo.

Con questa presa si evita infine quell'intollerabile forma di interferenza che comparirebbe sullo schermo qualora un'emittente TV locale irradiasse il suo segnale nello stesso canale (in questo caso, il 36 UHF) utilizzato dal personal per introdurre il segnale video nel portatile. Naturalmente si potrebbe in questo caso ritoccare la frequenza dell'oscillatore del modulatore del personal; ma anche questa operazione comporterebbe ulteriori complicazioni.

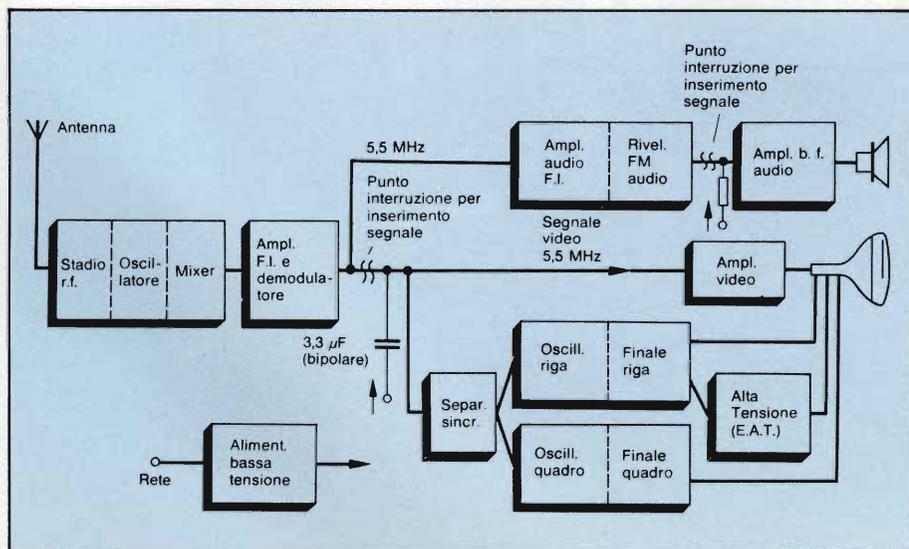



Fig. 1 - Schema a blocchi di un normale televisore bianco e nero. Inserendo direttamente i segnali video e audio provenienti dal computer nei punti indicati dello schema (punti inserimento) si evita il complesso percorso che questi stessi segnali modulati su una portante UHF, dovrebbero invece effettuare qualora venissero applicati ai morsetti di antenna del televisore.

Un avvertimento molto importante

La modifica di cui ci stiamo occupando può però essere effettuata soltanto su un televisore portatile in cui la tensione di rete non sia presente sullo chassis. Purtroppo, questa condizione, e cioè la separazione della tensione di rete dallo chassis, non si riscontra in quei vecchi portatili TV che solitamente si va a "ripescare" per utilizzare come monitor per personal computer. È evidente allora che se il televisore utilizzato non prevede la separazione della tensione di rete dallo chassis succederà che sul terminale di massa della presa video che vogliamo introdurre potrà esserci la tensione della rete; e questo, rappresenterebbe un pericolo mortale per l'utilizzatore.

Chi volesse accertarsi della presenza o meno della tensione di rete (detta anche fase della rete) sullo chassis del televisore mediante il normale cercafase degli elettricisti deve ricordarsi che la fase (e cioè la tensione) è presente soltanto su un filo della linea della rete, e che quindi, la semplice inversione della spina nella relativa presa di corrente potrebbe simulare una separazione della tensione di rete che in realtà il televisore non ha. Potrebbe cioè succedere che, inserendo in un secondo momento la spina in senso contrario, lo chassis del televisore verrebbe effettivamente a trovarsi sotto tensione con grave pericolo di chi lo maneggia.

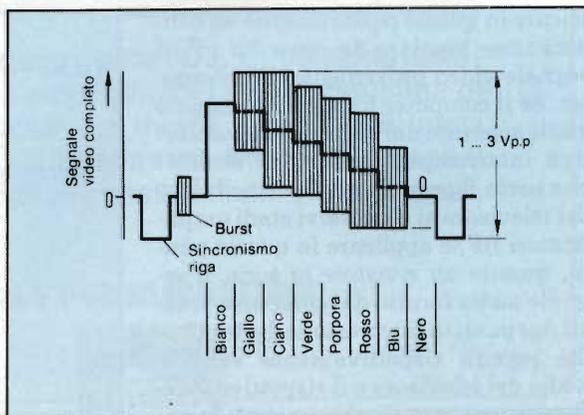



Fig. 2 - Segnale video di una riga TV quando vengono trasmesse le barre di colore standard. (Segnale di prova).

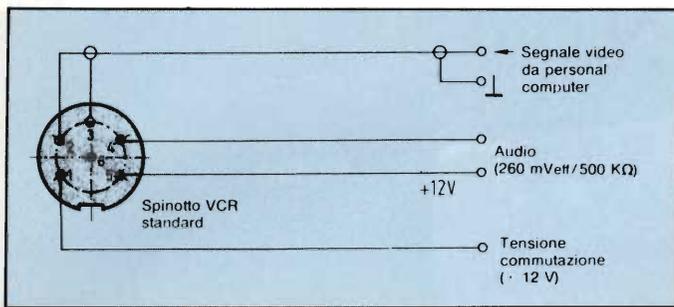



Fig. 3 - Struttura di una presa/spina VCR standard. In questo caso, i segnali audio e video provenienti dal computer possono essere "iniettati" nel portatile senza dover effettuare alcuna "manomissione" dei circuiti di quest'ultimo. Il normale funzionamento del televisore viene automaticamente ripristinato mediante una tensione di commutazione di + 12 V (terminale 1).

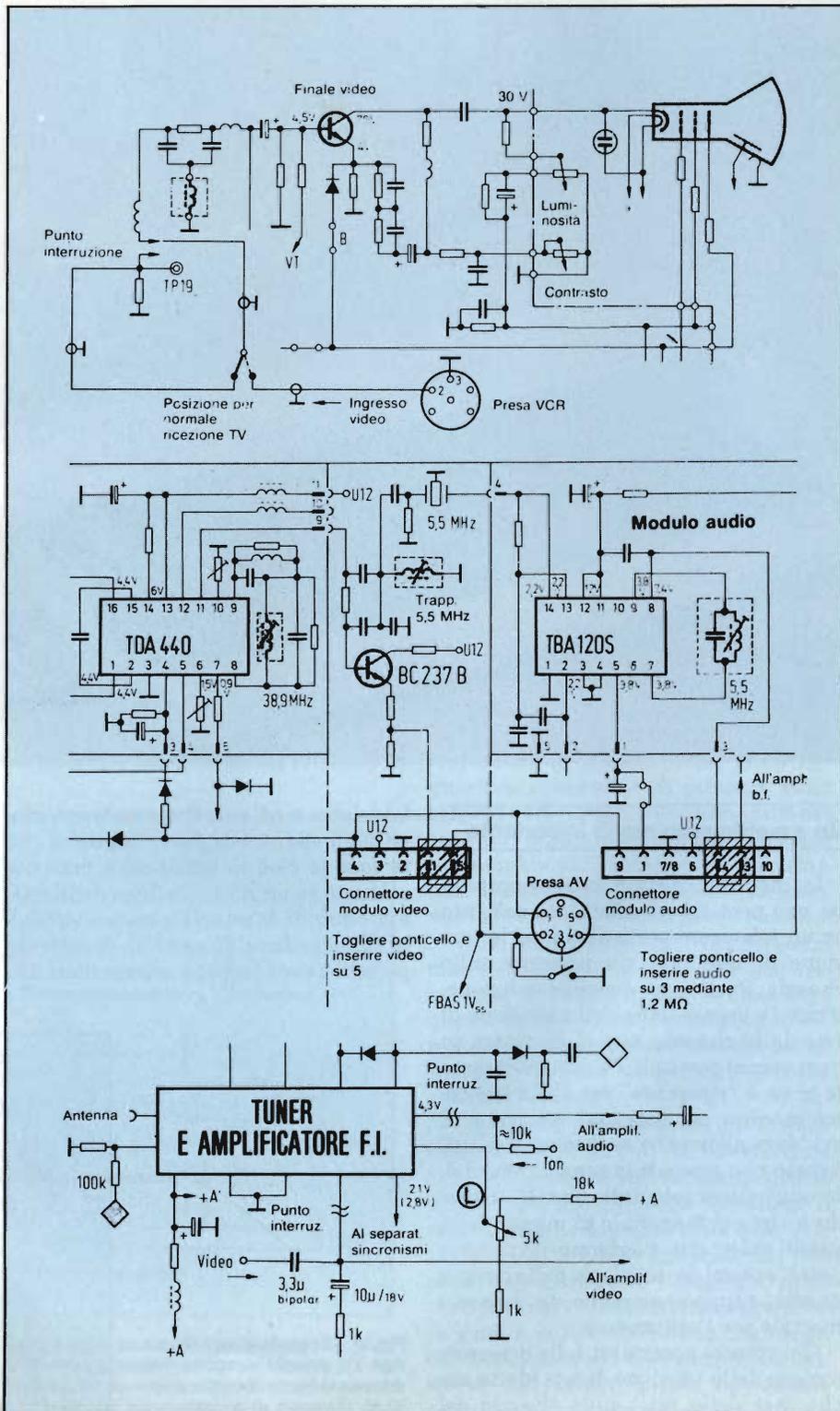
Fig. 4 - Esempio di inserimento di segnali video e audio esterni in tre differenti tipi di televisori portatili bianco e nero. Come si vede, pur rimanendo valida la regola generale, le modalità della sua applicazione variano da un tipo all'altro di portatile.

Realizzazione pratica dell'ingresso video nel portatile

Il posto in cui va "iniettato" il segnale video non modulato proveniente dal computer è all'uscita del demodulatore video del televisore, il quale solitamente, come il tuner, è contenuto in uno scatolino schermante di metallo. È quì che troviamo infatti il segnale video completo demodulato. Nel caso di ricezione di un segnale TV a barre colorate (normale segnale di controllo TV), la sua forma (osservata sull'oscilloscopio) è quella riportata in *figura 2*. Ovviamente, il segnale fornito dal computer ha una struttura completamente diversa: l'unica cosa che il segnale video del computer deve avere in comune con il segnale video a colori delle normali trasmissioni TV è il livello e la posizione (polarità) degli impulsi di sincronismo di riga e di quadro.

Per soddisfare questa esigenza, alcuni portatili richiederanno pertanto l'inversione di polarità del segnale video fornito dal computer. Questa potrà essere fatta molto semplicemente ricorrendo ad uno stadio amplificatore a transistore avente un fattore di amplificazione pari all'unità. Ciò permetterà di osservare sullo schermo del portatile caratteri alfanumerici in *positivo* e non negativo.

A questo punto occorrerà interrompere la "strada" che porta nel portatile il segnale video demodulato al successivo amplificatore video TV o al separatore dei segnali di sincronismo, e applicare in questo punto tramite un condensatore bipolare da circa 3,3 μF, il segnale video proveniente dal computer. Se il computer fornisce un segnale audio separato dal segnale video occorrerà interrompere anche la "strada" che porta il segnale audio demodulato del televisore ai successivi stadi amplificatori BF, e applicare in questo punto, tramite un resistore in serie, il segnale audio fornito dal computer. Questi due punti di interruzione del tragitto dei segnali rispettivamente video e audio del televisore e il rispettivo inserimento dei segnali video e audio forni-

ti dal computer sono indicati mediante due barrette nello schema a blocchi di *figura 1*. Ovviamente, se al posto delle suddette interruzioni venisse inserito un commutatore sarebbe possibile in ogni momento riutilizzare l'apparecchio come televisore e osservare sul suo schermo normali trasmissioni TV.

Ancor meglio sarebbe utilizzare una presa video normalizzata, nel qual caso il normale funzionamento del portatile TV verrebbe automaticamente ripristinato all'atto del disinserimento della spina che trasporta i segnali audio e video del computer. In questo caso occorre soltanto tener presente un particolare importante: i cavi relativi a questi segnali devono essere più corti possibile e schermati.

Qualora poi il portatile avesse incorporata una presa VCR (e cioè una presa per il collegamento a un registratore video, eventualità rara in un televisore portatile), non occorrerà effettuare alcuna "manomissione" dei circuiti. Bisognerà soltanto approntare un cavo con spinotto come indicato in *figura 3*. In questo caso sarà la tensione di commutazione presente sul terminale 1 della spina che provvederà *automaticamente* a predisporre il ricevitore TV ad accogliere un segnale video esterno. Siccome sul terminale 2 della presa VCR è previsto un segnale TV standard di 1 V (da picco a picco) su 75 Ω potrà rendersi necessario ai fini del corretto adattamento dell'impedenza, inserire tra l'uscita video del computer e la presa VCR un emitter-follower con funzione di trasformatore d'impedenza.

Le regole sopra elencate date per trasformare un televisore portatile in un monitor adatto alla presentazione dei dati forniti da un computer hanno carattere generale e di conseguenza, in pratica, occorrerà adattarle di volta in volta allo schema elettrico del portatile da modificare. A riprova di quest'ultima considerazione abbiamo riportato nella *figura 4* le uscite audio/video di tre differenti televisori portatili nei quali, per inserire la presa video in questione occorrerà tener presente le particolarità circuitali di ciascuno. ■

Bibliografia

(1) *Monitor EDP economico per personal computer.*
Selezione di tecniche elettroniche
N. 10/1983, pag. 19.

(2) *Monitor a colori ad elevata definizione.*
Selezione di tecniche elettroniche
N. 11/1983, pag. 92.

(3) *Monitor a colori Hantarex CT900.*
Selezione di tecniche elettroniche
N. 11/1983, pag. 96.

LE VANTAGGI
ABBONA

Ogni rivista JCE è "leader" indiscusso nel settore specifico, grazie alla ultra ventinquennale tradizione di serietà editoriale.

Sperimentare è la più fantasiosa rivista italiana per gli amatori e gli specialisti di elettronica nei più svariati campi, la rivista presenta degli articoli dedicati al personal computer con particolare riguardo al più diffuso di essi: Il Sinclair. Una vera e propria miniera di "idee per chi ama far da sé".

Selezione di Tecniche elettroniche è da decenni la più apprezzata e diffusa rivista italiana di elettronica che risponde mensilmente alle esigenze di chi opera nei settori audio, video, digitale, strumentazione, microprocessori, comunicazioni. Dal 1984 si caratterizzerà di più come raccolta del meglio pubblicato sulla stampa tecnica internazionale.

Electronic Games l'ultima nata delle riviste JCE. È l'edizione italiana della prima e più diffusa rivista americana di Giochi Elettronici. La rivista a soli pochi mesi dall'uscita è già largamente affermata presso il folto pubblico di appassionati di "Videogames".

Millecanali la prima rivista italiana di broadcast, creò fin dal primo numero scalpore ed interesse. Oggi, grazie alla sua indiscussa professionalità, è la rivista che "fa opinione" nell'affascinante mondo delle radio e televisioni.

Il Cinescopio la rivista che tratta mensilmente i problemi dell'assistenza radio TV e dell'antennistica. Un vero strumento di lavoro per i radioteleriparatori, dai quali è largamente apprezzata.

Abbonamento annuo a SINGOLE riviste

- ☐ SPERIMENTARE — L. 28.000 anziché L. ~~35.000~~
- ☐ SELEZIONE — L. 29.000 anziché L. ~~35.000~~
- ☐ CINESCOPIO — L. 31.000 anziché L. ~~38.500~~
- ☐ MILLECANALI — L. 32.000 anziché L. ~~38.500~~
- ☐ ELECTRONIC GAMES — L. 24.000 anziché L. ~~30.000~~

Abbonamento annuo a DUE riviste

Ulteriore sconto di L. 2.000 sulla somma dei prezzi di abbonamento delle singole riviste.

(es.: **SP* + SE***) L. 57.000 – L. 2.000 = L.55.000

Abbonamento annuo a TRE riviste

Ulteriore sconto di L. 4.000 sulla somma dei prezzi di abbonamento sulle singole riviste.

(es.: **SP + SE + CN***) L. 88.000 – L. 4.000 = L. 84.000

Abbonamento annuo a QUATTRO riviste

Ulteriore sconto di L. 8.000 sulla somma dei prezzi di abbonamento sulle singole riviste.

(es.: **SP + SE + CN + MC***) L. 120.000 –
L. 8.000 = L. 112.000

Abbonamento annuo a tutte e CINQUE le riviste

Ulteriore sconto di L. 10.000 sulla somma dei prezzi di abbonamento sulle singole riviste.

(es.: **SP + SE + CN + MC + EG***) L. 144.000 –
L. 10.000 = L. 134.000

LEGENDA:
SP = SPERIMENTARE, SE = SELEZIONE, CN = CINESCOPIO,
MC = MILLECANALI, EG = ELECTRONIC GAMES

OSE PROPOSTE
AMENTO.

Per i versamenti ritagliate il modulo c/c postale inserito in questa rivista, completatelo, indicando anche il mese da cui l'abbonamento dovrà decorrere.
È possibile effettuare versamenti anche sul ccp n. 315275 intestato a JCE, Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B. oppure inviare un vaglia o assegno postale al nostro ufficio abbonamenti.

Privilegi per tutti gli abbonati

Uno di questi 8 libri a scelta (per l'ordinazione del libro gli abbonati riceveranno una apposita comunicazione) + la tessera dei negozi convenzionati 1984.

Ulteriori privilegi riservati agli abbonati a due riviste:

Per tutte le combinazioni

Per combinazioni comprendenti la rivista **Cinescopio**

-2000

Ulteriori privilegi riservati agli abbonati a tre riviste:

Entrambi i volumi offerti

-4000

Ulteriori privilegi riservati agli abbonati a quattro riviste

-8000

Ulteriori privilegi riservati agli abbonati a cinque riviste

-10000

IN DIRETTA SUI SATELLITI

Nozioni base per la corretta progettazione della stazione ricevente

In questa sezione sono state riunite le informazioni fondamentali per una corretta progettazione di una stazione ricevente di segnali TV da satellite. Si è semplificato al massimo l'esposizione dei concetti base e soprattutto, la dove possibile, si è cercato di spiegare come si perviene alle formule finali.

(Foto ESA, archivio RO.VE.R).

Ing. V. Parenti, E. Romano - Ro.ve.r snc

I paragrafi di questa ultima sezione sono nell'ordine:

1) Calcolo del valore azimuth (γ), elevazione (δ) e distanza (D) satellite-stazione ricevente.
2) Significato EIRP
3) Significato PFD
4) Relazione tra EIRP e PFD
5) Relazione tra PFD e livello fornito al ricevitore RX
6) Guadagno di una antenna parabolica
7) Relazione tra NF, N e T
8) Calcolo del valore G/T di una stazione ricevente terrestre
9) Relazione tra G/T della stazione ricevente e le caratteristiche di trasmissione del satellite
10) Esempi di risoluzione di problematiche tipiche di una stazione ricevente.

1) Calcolo del valore azimuth (γ), elevazione (δ) e distanza (D) tra il satellite e la stazione ricevente

Premesso che l'angolo d'elevazione (δ) è l'angolo formato dall'asse della parabola (puntato verso il satellite) ed il piano d'orizzonte (vedi *figura 1*), e quello di azimuth (γ) è l'angolo tra il satellite e la direzione Sud della posizione ove trovasi la stazione ricevente, il disegno "spaziale" della figura 2, dà tutti gli elementi necessari per il calcolo dei tre parametri indicati nel titolo.

Nella *figura 2* le indicazioni assumono i seguenti significati:

λ_S = Posizione (longitudine) del satellite (in gradi)
$\lambda_S > 0$ nella direzione EST rispetto il meridiano di Greenwich
$\lambda_S < 0$ nella direzione OVEST rispetto il meridiano di Greenwich

Nota: nelle indicazioni si è seguita la normativa internazionale di E per Est e W per Ovest.

λ_R = Posizione (longitudine) della stazione ricevente RX (in gradi)

θ = Latitudine geografica della stazione ricevente RX (in gradi)

Φ = ($\lambda_R - \lambda_S$) differenza di longitudine in gradi tra stazione e posizione orbitale del satellite

γ = angolo (azimuth) tra il satellite e la direzione Sud della posizione della stazione ricevente (in gradi)

δ = angolo d'elevazione del satellite come visto dalla stazione ricevente

R = raggio terrestre, valore assunto 6.370 km

H = altezza del satellite sull'equatore, valore assunto 35.786 km arrotondato in 35.800 km

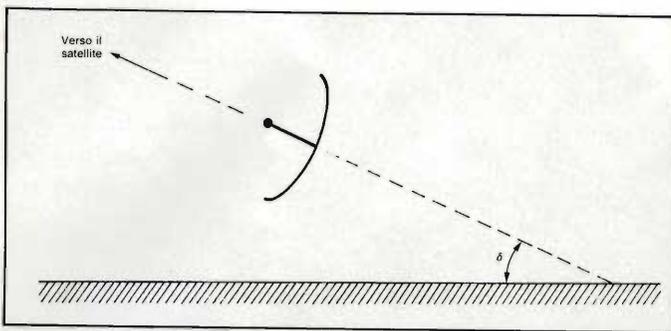



Fig. 1 - Definizione dell'angolo di elevazione di un'antenna parabolica.

D = distanza satellite-stazione ricevente (in km)

L'applicazione di alcune formule di trigonometria sferica porta alle seguenti relazioni:

Azimuth

$$\gamma = tg^{-1} \frac{tg\,\Phi}{sen\,\theta} \quad \text{(in gradi rispetto Sud)} \qquad (1)$$

Elevazione

$$\delta = tg^{-1} \left[\frac{\cos\theta\cos\Phi - \frac{R}{R+H}}{\sqrt{1-(\cos\theta\cos\Phi)^2}} \right] \quad \text{(in gradi)} \qquad (2)$$

Distanza

$$D = \sqrt{R^2 + (R+H) - 2R(R+H)\cos\Phi\cos\theta} \qquad (3)$$

che parzialmente sviluppata risulta

Distanza

$$D = \sqrt{(1991 \cdot 10^6) - (552 \cdot 10^6)\cos\Phi\cos\theta} \quad \text{(in km)} \qquad (4)$$

La *figura 3* ci dà una visione "polare" di 4 possibili ricezioni di satelliti TV da una stazione terrestre situata in Italia a Colombare di Sirmione (BS).

La latitudine di Colombare di Sirmione θ = 45,5 °N e la relativa longitudine λ = 10,6 Est cioè + 10,6 E.

La *Tabella 1* ci dà i valori di Φ, noti i 4 valori di λs.

I primi due valori di Φ hanno il segno −, mentre i rimanenti due hanno il segno + (non è necessario indicarlo).

Il calcolo del valore tg Φ dà lo stesso valore assoluto sia che Φ sia positivo o negativo. Consigliamo di portare dietro questo segno per ricordarsi come operare col valore che ci verrà fornito dalla formula (1).

I valori positivi di γ vanno sommati al Sud (cioè a 180°) e quelli negativi vanno invece sottratti.

In altre parole tutti i satelliti che giacciono ad EST rispetto la longitudine della stazione ricevente (indicata con fondino colorato nella *figura 3*) dovranno essere ricevuti sempre con un azimuth ottenuto sottraendo a 180° il valore di γ.

Viceversa per i satelliti che giacciono ad Ovest, il valore di γ dovrà essere sommato a 180°.

La *Tabella 2* dà i valori di γ sia rispetto al Sud, cioè a 180°, che rispetto al Nord. Le due note chiariscono il meccanismo di come gioca la polarità di γ.

La *figura 4*, riporta sotto forma di un unico diagramma a due colori, i valori di azimuth (γ) e di elevazione (δ) per una stazione ricevente terrestre avente una latitudine θ ed un valore di longitudine relativa Φ.

Riteniamo molto utile per coloro che volessero darsi alla "caccia" dei satelliti il diagramma di *figura 5* sviluppato da Gary D. Gordon, dei Laboratori della Comsat - Comunication Satellite Corporation - per una rapida determinazione dei parametri.

Quello che è importante nel calcolo dell'azimuth, è di "visualizzare la terra (e la stazione ricevente) come vista dal satellite" in modo da poter leggere l'azimuth sulla scala appropriata tra le quattro, disponibili a due a due, ai lati del diagramma.

Per quel che riguarda in pratica il puntamento della parabola verso un dato satellite, cioè la regolazione dell'angolo di elevazione (δ) secondo i valori ottenuti applicando la formula (2) nonchè il puntamento secondo il piano orizzontale al valore di γ, ottenuto con la formula (1), è bene tenere presente che le maggiori difficoltà si incontrano nell'azimuth in quanto la bussola - che è lo strumento normalmente utilizzato in questi casi - è sensibile a masse metalliche, (ad es. ai tondini di ferro contenuti nelle costruzioni in cemento armato, etc.) per cui è molto comune incorrere in errori di ± 10°.

Conviene pertanto iniziare a regolare la parabola sul suo valore di elevazione δ, operazione che è facilmente realizzabile con l'ausilio di un buon inclinometro.

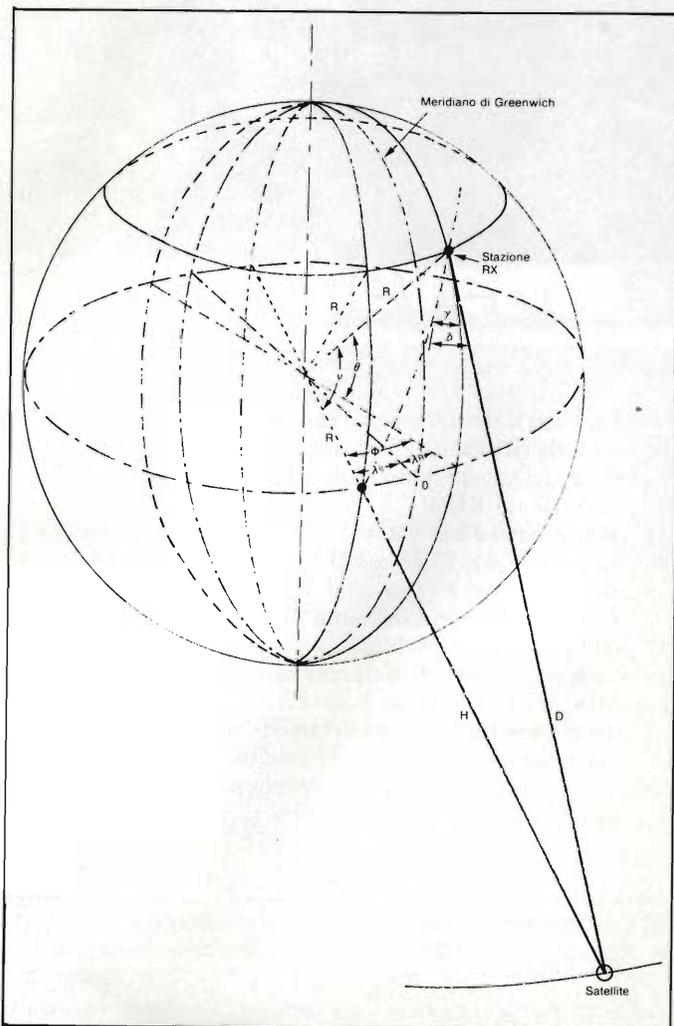



Fig. 2 - Elementi richiesti per il calcolo dei parametri necessari per il puntamento dell'antenna ricevente nonchè per il calcolo della distanza D.

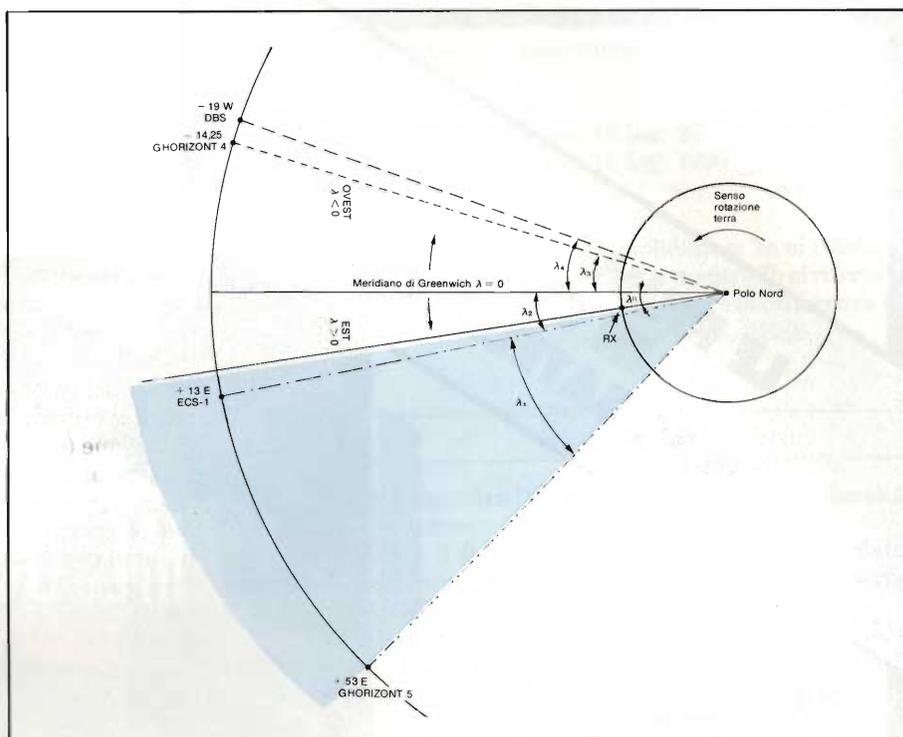



Fig. 3 - Visualizzazione "polare" delle diverse longitudini di quattro satelliti rispetto la stazione ricevente RX.

Tabella 1 - Determinazione del valore di longitudine relativo tra una stazione terrestre e 4 satelliti

	λs (°)	Differenza longitudine (°)	Φ
Ghorizont 5	$\lambda_1 = +53E$	10,6 – (53) =	– 42,40
ECS-1	$\lambda_2 = +13E$	10,6 – (13)=	– 2,40
Ghorizont 4	$\lambda_3 = -14{,}25$ W	10,6–(–14,25) =10,6+14,25	24,85
DBS	$\lambda_4 = -19$ W	10,6 – (– 19) = 10,6 + 19	829,60

Utilizzando un inclinometro a bolla, con errore di lettura non superiore a ± 0,5°, si deve tener presente - con rif. alla *figura 6* - che il procedimento più semplice consiste nell'appoggiare sui bordi della parabola a un trafilato p di alluminio indeformabile ed a sua volta poggiare su questo trafilato l'inclinometro a bolla (i).

La lettura che si effettuerà quando la bolla b risulta in piano, non dà l'angolo γ ma il suo complemento (90 — γ).

La *figura 6* è autoesplicativa.

Una volta bloccato il sistema di brandeggio per quel che riguarda l'angolo d'elevazione, si procederà a puntare la parabola sul valore di azimuth calcolato aiutandosi, per quanto possibile, con una bussola.

L'antenna parabolica, sia del tipo Primo - fuoco, sia Cassegrain od altro modello - ecciterà un LNA e/o un LNC la cui uscita (1ª F.I. tra 0,7 ed 1,7 GHz) potrà essere visualizzata su di un analizzatore di spettro od altra strumentazione similare.

Generalmente, se l'antenna non ha un diametro molto elevato, sarà sufficiente una "lenta spazzolata" nel senso orizzontale (intorno al valore di γ), per "pescare" il segnale proveniente dal satellite.

Si tratterà ora di ritoccare con molta attenzione il puntamento anche nel senso verticale (elevazione) per ottenere il massimo livello visibile nel AdS.

Un sistema che può aiutare a risolvere brillantemente le problematiche del puntamento azimutale è quello detto della "interferenza solare" con un procedimento analogo a quello utilizzato dalle navi per fare il punto, conoscendo la posizione del sole, come azimuth ed elevazione, ad una certa ora (G M T).

Essendo leggermente laborioso, e difficilmente condensabile in poche righe, verrà trattato separatamente prossimamente in forma staccata dalle presenti note.

2) Significato di EIRP

Questa sigla sta per "Effective Isotropic Radiated Power" ed indica - in dB sopra un watt - la potenza irradiata dal Satellite nell'asse del fascio.

Questa potenza risulta il prodotto della potenza d'uscita dell'amplificatore per il guadagno dell'antenna utilizzata.

Se ad esempio l'amplificatore TWT fornisce 20 W di uscita e l'antenna ha un guadagno di 1990 volte si ha:

EIRP = 20 W · 1990; = 39810 W (cioè 39,81 kW).

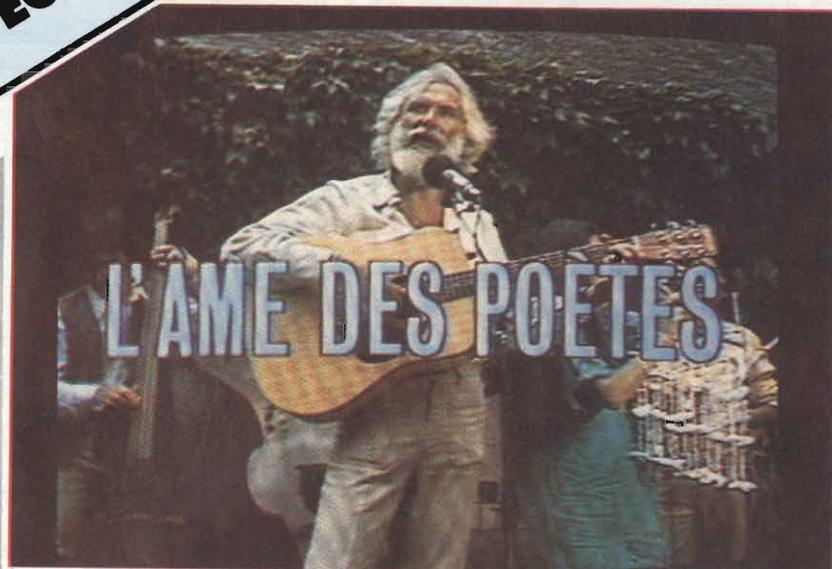
Essendo la potenza espressa in dBW, cioè in forma logaritmica, scriveremo:

EIRP = 10 log 39810 W = 46 dBW.

Tabella 2 - Valori di azimuth rispetto Sud e rispetto Nord riferiti all'esempio della tabella 1.

Satellite	Azimuth (°) γ	Azimuth (°) Rispetto Nord	Note
Ghorizont 5	– 52	128	180 – 52 = 128
ECS-1	– 3,36	176,64	
Ghorizont 4	33	213	180 + 33 = 213
DBS	38,5	218,5	

LE PRIME IMMAGINI IN CHIARO DAL SATELLITE ECS-1

Miko Theodorakis presenta un suo programma musicale. ▼

Al momento di andare in stampa abbiamo ricevuto un "flash" informativo della RO.VE.R. (che come avranno potuto notare i nostri lettori è molto aggiornata in questo campo) riferentesi alle prime immagini del Satellite ECS-1 captate da un'antenna da 2 metri IRTE ed elaborate da un ricevitore sviluppato dal Laboratorio Ricerca RO.VE.R.

Le immagini accluse si riferiscono al segnale proveniente dal transponder n° 4 (Francia) che opera dall'ECS-1 (13 EST) con polarizzazione orizzontale su 11,491 GHz con standard SECAM. Il suono è trasmesso, nella consueta forma analogica, su di una sottoportante a 6,5 MHz con modulazione di frequenza.

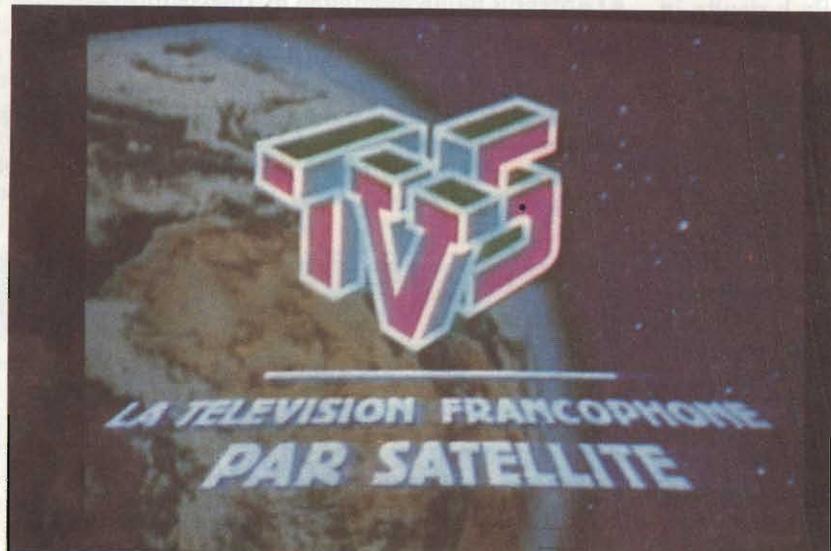
Trattasi dell'attività della "Satellimages" che irradia nel suddetto un programma canale denominato "TV 5" che va in onda quotidianamente dalle 19,00 alle 22,00.

La compagnia Satellimages, costituita nell'83, nasce da un consorzio tra cinque "broadcasters" governativi di lingua francese: la francese TF1, Antenne 2 e FR-3, la belga RTBF e la svizzera TSR.

I programmi sono elaborati dai vari studi secondo la seguente sequenza provvisoria:

giovedì: Antenne 2
martedì: TSR
mercoledì: TF-1
giovedì: Antenne 2
venerdì: FR-3
sabato: RTBF
domenica: TF-1

Le trasmissioni, inizialmente previste codificate (scrambled), avvengono invece in chiaro a seguito di una delibera dell'ultimo momento (seconda metà dicembre

Sigla d'apertura.

'84) della Direzione della Satellimages.-
Dette trasmissioni, iniziate ai primi del Gennaio 1984, continueranno in chiaro fino alla fine di Giugno 1984: dopo verranno prese altre decisioni.
Come tecnici speriamo che il desiderio di utilizzare un simile mezzo di diffusione, spinga i sostenitori dell'"Europe Francophone" a continuare...!!
Avremo modo, nei prossimi numeri, di trattare ampiamente sia di questo satellite che di questo nuovo programma TV5.
Il segnale è sufficientemente intenso e richiede una stazione a terra avente un fattore di qualità G/T intorno ai 20 dB (K^{-1}).

dimanche 29 janvier 84
TV5
LA TELEVISION FRANCOPHONE
DIFFUSION PAR SATELLITE
E.C.S
DEBUT DU PROGRAMME
19 HEURES 18:56:24
HEURE DE PARIS

Testo che precede l'inizio delle trasmissioni regolari. ▲

Tutta la trasmissione è in lingua francese ma i titoli dei singoli ▼ programmi vengono annunciati anche in lingua inglese.

Ricordiamo che esprimendo i fattori di un prodotto in dB è sufficiente sommarli; pertanto riferendoci all'esempio precedente avremo:

Per l'amplificatore	P_{uscita} = 10 log. 20	= 13 dBW
Per l'antenna	$G_{antenna}$ = 10 log. 1990	= 33 dBW
	tot.	46 dBW

Lo schema della *figura 7* è autoesplicativo: 7a si riferisce ad un satellite della famiglia ECS-1 nel mentre 7b si riferisce ad un satellite della famiglia DBS. Da notare la differenza in EIRP (18,2 dB cioè 66 volte maggiore per il DBS).

3) PFD

Questa sigla significa "Power Flux Density" cioè densità del flusso energetico.
A terra indica il flusso in arrivo dal satellite in un dato punto. Essendo una densità è riferita ad un'unità di superficie ed esattamente al metro quadro (m^2).
Questo valore viene fornito in condizioni di cielo sereno e viene tenuto conto solo di un'attenuazione atmosferica di 0,5 dB nonchè di un errore di puntamento di 0,2° da parte dell'antenna ricevente; si suppone inoltre che il trasponder lavori in saturazione.
In una mappa di PFD le linee di contorno collegano i punti aventi un medesimo valore di PFD, cioè energia in arrivo, e sono disposte più o meno regolarmente intorno ad un punto

Fig. 4 - Diagramma per il calcolo dei valori di azimuth ed elevazione nota la latitudine (θ) della stazione ricevente e la sua longitudine relativa al satellite (Φ).

Tabella 3 - Corrispondenza per valori da + 30 dBW a − 150 dBW con l'unità di misura in W.			
+ 30 + 20 + 10	1 kW	10^3	*kilo*
0 dBW − 10 − 20	1W	10^0	*watt*
− 30 − 40 − 50	1 mW	10^{-3}	*milliwatt*
− 60 − 70 − 80	1 μW	10^{-6}	*microwatt*
− 90 − 100 − 110	1 nW	10^{-9}	*nanowatt*
− 120 − 130 − 140	1 pW	10^{-12}	*picowatt*
− 150	1 fW	10^{-15}	*fentowatt*

ideale che rappresenta il punto della superficie terrestre colpito dal centro del fascio irradiato. Questo epicentro è anche noto col termine anglo-americano di "borosite".

Un satellite può avere antenne con diversi diagrammi di radiazione (concentrata "SPOT", media "ZONE" e larga HEMISFERICAL, GLOBAL, etc.) oppure un'antenna può essere comandata dalla stazione di terra in modo da variare il suo diagramma di radiazione.

Il satellite ECS—1 (13 EST) opera con tre antenne ad elevato guadagno: una SPOT WEST, una SPOT EST ed una SPOT ATLANTICO nonchè un fascio EUROPEAM ad ampia copertura: il tutto come nella *figura 9* dell'articolo apparso sul numero di Gennaio della rivista.

Il valore di PFD è espresso in dBW/m².

Nella mappa SPOT WEST, che è quella che ci interessa, il valore della PFD nelle vicinanze del "borosite" è indicato con − 118 cioè − 118 dBW/m².

Cerchiamo di capire quanta energia rappresenti questa indicazione: all'uopo abbiamo riportato nelle *Tabelle 3* e *4* le equivalenze tra potenze espresse in dBm e W (multipli e sottomultipli) nonchè tra diversi valori di dBW è W (multipli e sottomultipli).

Le due tabelle sono separate per rendere più facile la consultazione.

Dalla Tabella 3 risulta che l'energia in arrivo nel caso dell'ECS-1 è intorno al pW/m².

Più precisamente trattandosi di numeri negativi la potenza aumenta al diminure della cifra significativa.

Pertanto un valore di − 118 dBW indica una potenza superiore a − 120 dBW che corrisponde esattamente ad 1 pW.

La differenza in potenza è di 2 dB. Il valore esatto è ricavabile dall'espressione:

$$\text{antilog. } \frac{2}{10} = \text{antilog. } 0{,}2 = 1{,}58$$

pertanto − 118 dBW risultano eguali a 1,58 pW.

4) Relazione tra EIRP e PFD

È intuitivo che - per una data stazione terrestre - esiste una proporzionalità tra la EIRP irradiata dal Satellite ed il valore PFD del flusso energetico a terra.

Può risultare utile conoscere questa relazione ad esempio quando non si abbiano disponibili le mappe della densità del flusso ma si conosca la potenza EIRP irradiata dal satellite.

Diamo per scontato che sia noto che l'energia si disperda con l'allontanamento della sorgente in accordo alla nota legge dell'inverso del quadrato della distanza.

Chiamiamo D questa distanza (tra l'antenna del Satellite e l'antenna del ricevitore ed At la somma di tutte le attenuazioni in condizioni di *cielo sereno*. Potremo allora impostare la seguente relazione:

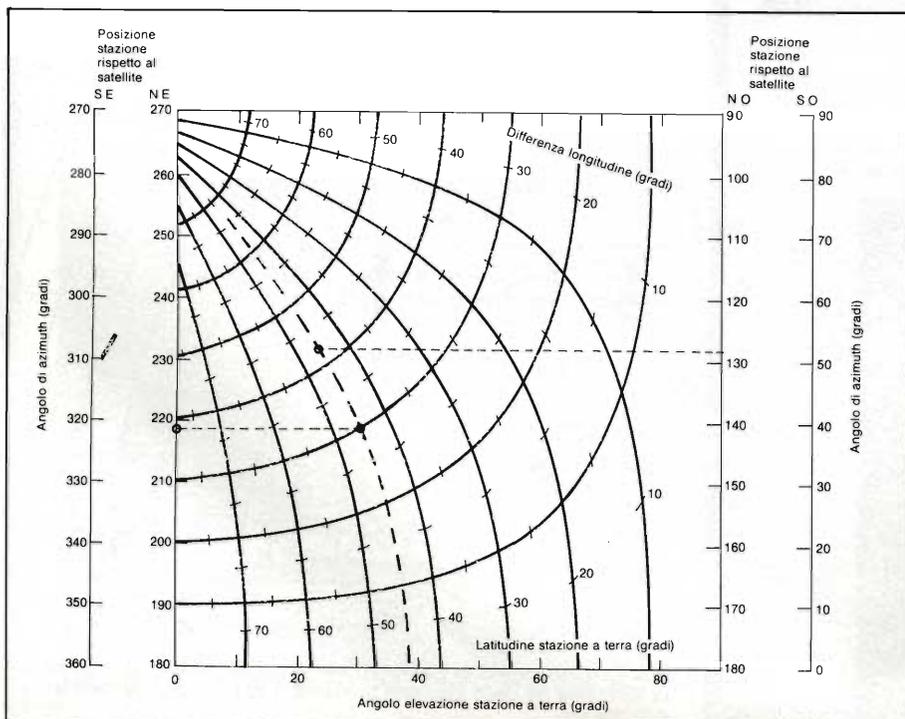



Fig. 5 - Diagramma d'uso generale per la determinazione dei valori γ e δ e per qualunque posizione del globo terrestre.

$$PFD = EIRP - 4\pi D^2 - At \qquad (5)$$

per At (com'è usuale per le mappe di flusso) utilizziamo un valore di 0,5 dB.

Il flusso energetico che perviene sulla terra dipende dal diagramma di radiazione dell'antenna trasmittente che dal satellite irradia in quella data direzione. Il valore così calcolato è quello nell'asse del fascio a terra nell'area del "borosite".

D viene calcolato come in paragrafo 1 in funzione della latitudine del posto ricevente (θ) e della differenza tra la longitudine del satellite e quella della località ricevente (Φ).

Per Colombare di Sirmione abbiamo lat. = 45,5 N e log. = 10,6 E.

Applicando la formula (4) del citato paragrafo avremo:

$D = 37.934$ km $= 3{,}7934.10^7$ m

Dalla formula (5) iniziamo a sviluppare il calcolo di $4\pi D^2$:

$$4\pi D^2 = 4.3{,}14.(3{,}7934 \cdot 10^7)^2 = 12{,}56 \cdot 14{,}38 \cdot 10^{14}$$

Ed esprimendo questo valore in forma logaritmica:

$$\begin{aligned} 4\pi D^2 &= 10 \log(12{,}56 \cdot 14{,}38 \cdot 10^{14}) \\ &= 10 (\log 12{,}56 + \log 14{,}38 + \log 10^{14}) \\ &= 10 (1{,}099 + 1{,}15 + 14) \text{ dB} \\ &= 10 (16{,}257) \text{ dB} \\ &= 162{,}57 \text{ dB} \end{aligned}$$

Torniamo ora alla nostra formula (5) che possiamo scrivere:

$$\begin{aligned} PFD &= 46 \text{ dBW} - 162{,}57 \text{ dB} - 0{,}5 \text{ dB} \\ &= 46 \text{ dB} - 163{,}07 \\ &= 117 \text{ dBW/m}^2 \end{aligned}$$

È intuitivo che dato un valore di PFD a terra si possa ricavare il valore della EIRP irradiata dalla relazione:

$$EIRP = PFD + 4\pi D^2 + At \qquad (7)$$

5) Relazione tra PDF e livello fornito al ricevitore

Risulta molto utile conoscere il valore del livello d'uscita d'una parabola in presenza di un dato valore di PDF.

Abbiamo visto che il PDF viene espresso in dBW/m². Cominciamo a calcolare la superficie effettiva d'intercettazione (A_{eff}) esprimendola in m².

In un'antenna ricevente, di tipo parabolico, possiamo sempre scrivere:

$$A_{eff} = A_{geometrica} \cdot \eta$$

ove η rappresenta un fattore che indica "l'efficienza" dell'antenna. Esso è sempre minore di 1 (100%) e viene generalmente assunto intorno a 0,55 (55%), che espresso in forma logaritmica ci dà una perdita di − 2,6 dB.

Il diametro dell'antenna abbia p.e. il valore di 2,00 m. La sua superficie sarà πr^2 in cui r indichi il raggio in m.

$$A_{geom} = \pi r^2 = \pi \, 1 m^2 = 3{,}14 \text{ m}^2.$$

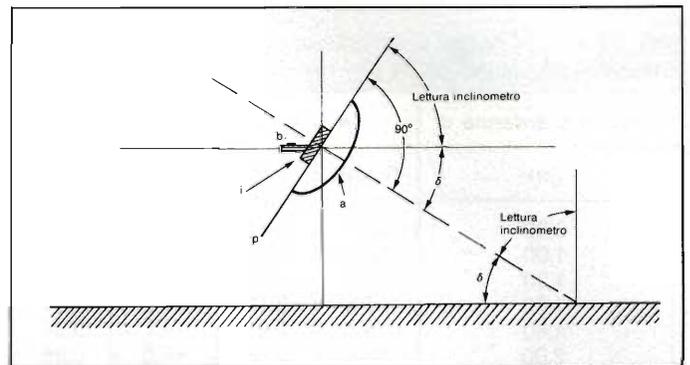



Fig. 6 - Determinazione dell'angolo mediante inclinometro a bolla
a = antenna parabolica
b = profilato Al indeformabile poggiato sui bordi della parabola
i = inclinometro a bolla (bolla = b)
ne risulta δ = 90 - lettura inclinometro.

Esprimiamo ora questo valore in forma logaritmica per poterlo correlare al valore PFD (che verrà pur esso espresso in forma logaritmica)

$10 \log 3{,}14 = 4{,}97$ dB

A questo valore sommiamo la perdita di efficienza η

$4{,}97 \text{ dB} - 2{,}6 \text{ dB} = 2{,}37 \text{ dB}$

che ci darà il valore dell'A effettiva espressa in dB.

Partiamo dal valore dato a terra per il PDF dell'ECS-1

-117 dBW/m²

Esprimiamolo ora in dBm (ricordiamo che 0 dBm = 1 mW, che 1 W = 1000 mW si può scrivere 10 log 1000 = 30 dBm e pertanto si può scrivere così:

-87 dBm/m²

Per ottenere un valore riferito alla n/s superficie effettiva aggiungiamo il valore di Aeff espresso in forma logaritmica come calcolato precedentemente. Avremo:

$-87 \text{ dBm} + 2{,}37 \text{ dB} = -84{,}63 \text{ dBm}$

Si dovrà inoltre considerare un valore oscillante tra 0,5 ed

Tabella 4 - Corrispondenza per valori da 0 dBm a − 120 dBm con unità di misura in W.

0 dBm	1 mW	10^{-3}W	*milliwatt*
− 10 − 20 − 30 − 40 − 50 − 60 − 70 − 80 − 90 − 100 − 110 − 120	1 μW 1 nW 1 pW 1 fW	10^{-6}W 10^{-9}W 10^{-12}W 10^{-15}W	*microwatt* *nanowatt* *picowatt* *fentowatt*

Tabella 5 - Guadagno di un'antenna parabolica in funzione del diametro sia per 4 che per 12 GHz.

Diametro antenna d	4 GHz		12 GHz	
(m)	G (dB)	φ_o (°)	G (dB)	φ_o (°)
0,90	29,1	5,80	38,7	1,90
1,00	29,9	5,15	39,5	1,70
1,20	31,5	4,20	41,2	1,40
1,50	33,5	3,50	43,1	1,15
1,80	35,1	2,90	44,7	0,96
2,00	36,0	2,55	45,5	0,86
2,20	36,8	2,40	46,3	0,80
2,50	38,0	2,10	47,4	0,70
3,00	38,4	1,70	49,2	0,59

– 1,5 dB dovuto alle perdite del feeder, polarizzatori etc.
Possiamo ora scrivere:

$$-87 \text{ dBm} + 2{,}37 \text{ dB} - 1{,}5 \text{ dB} = -86{,}13 \text{ dBm}$$

e nel caso migliore

$$-87 \text{ dBm} + 2{,}37 \text{ dB} - 0{,}5 \text{ dB} = -85{,}13 \text{ dBm}$$

Questo è il valore "applicato" al LNA della stazione ricevente del satellite ECS-1 nel caso di un'antenna avente un diametro di 2 m.

6) Guadagno di un'antenna parabolica

Si abbia un'antenna parabolica avente un diametro d (espresso in metri). Se detta antenna opera con una frequenza f, espressa in MHz, la lunghezza d'onda relativa sarà:

$$\lambda = \frac{300}{f_{MHz}}$$

Nel caso ECS-1 per una frequenza centrale di 11300 MHz (11,3 GHz) avremo:

$$\lambda = \frac{300}{11300} = 0{,}0265 \text{ m cioè } 26{,}5 \text{ mm}$$

Il guadagno di un'antenna (espresso in volte) è dato dalla seguente relazione:

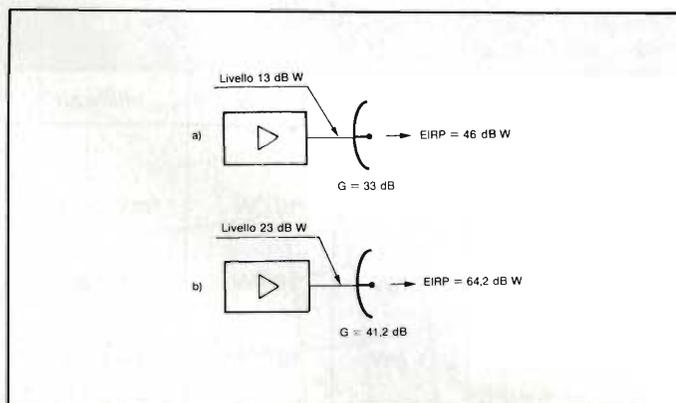



Fig. 7 - 7a) livello potenza EIRP per un satellite semi-DBS. 7b) livello potenza EIRP per un satellite DBS.

$$G_{ant} = \pi^2 \eta \left(\frac{d}{\lambda}\right)^2$$

in cui η = efficienza dell'antenna (50 ÷ 60%).
Supponiamo di utilizzare un'antenna avente un diametro d = 2 m ed utilizziamo per η il valore usuale di 0,55 come in paragrafo 5; avremo:

$$G_{ant} = (3{,}14)^2 (0{,}55) \left(\frac{2}{0{,}0265}\right)^2$$

$$= 9{,}86 \cdot 0{,}55 \cdot 5696 = 30.889 \text{ volte.}$$

Questo valore espresso in forma logaritmica risulta:

$$10 \log 30.889 = 44{,}89 \text{ dB}$$

Ripetiamo ora il calcolo presupponendo di lavorare a 3675 MHz (banda dei 4 GHz) ricevendo il satellite GORIZONT 4

$$\lambda = \frac{300}{3675} = 0{,}080 \text{ m cioè } 80 \text{ mm}$$

e sempre per d = 2 m

$$G_{ant} = (3{,}14)^2 \cdot 0{,}55 \cdot \left(\frac{2}{0{,}08}\right)^2$$

$$= 9{,}86 \cdot 0{,}55 \cdot 625 = 3389 \text{ volte.}$$

Questo guadagno espresso in forma logaritmica risulta:

$$G_{ant} = 10 \log 3389 = 35{,}30 \text{ dB.}$$

Un altro elemento importante nelle antenne è l'angolo di apertura del lobo principale. Quest'angolo si definisce nei due punti a 3 dB cioè laddove la potenza in arrivo scende di 3 dB rispetto l'asse di puntamento. Si indica con φ l'angolo totale di apertura.

Nella *Tabella 5* diamo i guadagni e le aperture a 3 dB per diverse antenne sia a 4 GHz che a 12 GHz per una efficienza η = 55%.

A 3675 MHz ed a 11300 MHz i guadagni risultano naturalmente leggermente inferiori (mediamente di 0,5 dB).

La *figura 8* schematizza alcuni tipi di antenne generalmente utilizzate nella ricezione da satellite.

7) Relazione tra cifra di rumore NF, N e T

Una cifra di rumore NF (in dB) equivale ad una temperatura di rumore T (in gradi Kelvin) secondo la seguente relazione:

$$NF_{(dB)} = \log \left(1 + \frac{T}{T_o}\right)$$

In cui T_o = 293 indica la temperatura di (≅ 20 °C) espressa in gradi Kelvin.

Al riguardo ricordiamo che 0 K è la temperatura del vuoto assoluto ed equivale a – 273,18 °C. Pertanto si può scrivere:

°K = °C + 273,18 ed esattamente per °C = 19,82 si ha T = 293 °K.

Pertanto la formula finale risulta:

$$NF_{(dB)} = 10 \log\left(1 + \frac{T}{293}\right) \quad (10)$$

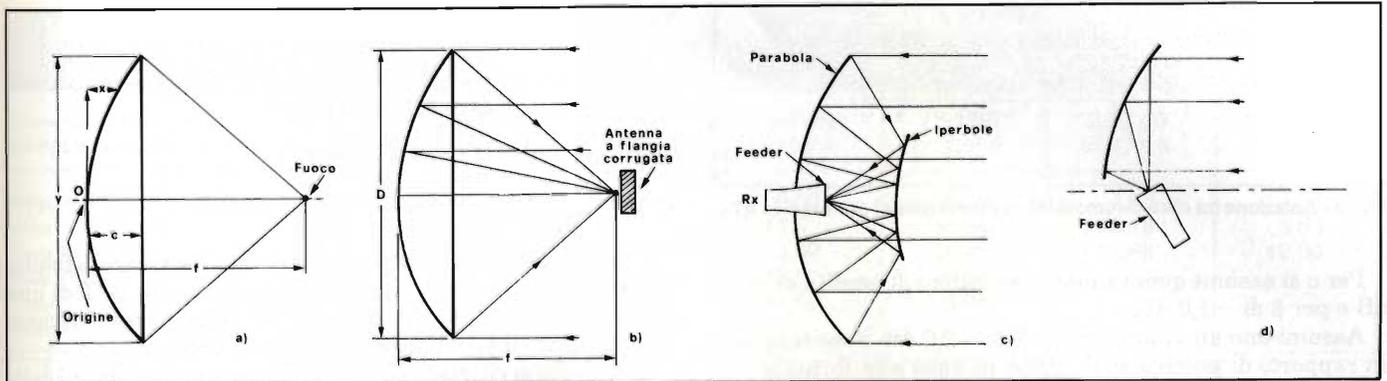



Fig. 8 - Rappresentazione schematica di antenne paraboliche utilizzate per la ricezione da satelliti. (a) Geometria di una parabola.
$\left\{ y^2 = 4fx \text{ oppure } y^2 = 4D \times \left(\frac{f}{D}\right) : F = \frac{D^2}{16c} \right\}$
(b) ricezione con antenna a flangia corrugata nel primo fuoco.
(c) Antenna tipo cassegrain.
(d) Parabola con feeder in offset.

Il rumore di un sistema può essere espresso in KT_o ed indicato con N (rapporto di potenze).
La relazione tra NF ed N è la seguente:

$$NF_{(dB)} = 10 \log N_{(KTo)} \text{ e viceversa} \quad (11)$$

$$N = \text{antilog} \frac{NF_{(dB)}}{10} \quad (12)$$

La *figura 9* ci dà direttamente in forma grafica la risoluzione della formula 11 e 12:

La relazione tra N e T è la seguente:

$$T_{oK} = (N - 1)\, KT_o = (N - 1)\, 293 \quad (13)$$

Il diagramma a spirale di pag. 12 del citato libretto RO.VE.R. permette il passaggio immediato dal NF in dB alla temperatura di rumore T.
Cifre di rumore NF piccole equivalgono a temperature di rumore T basse.
Per valori di NF intorno al dB la misura può essere effettuata seriamente solo utilizzando la tecnica di misura della temperatura.
Nel campo microonde, lavorando con livelli molto bassi, è consuetudine utilizzare generalmente il parametro T.
Ad esempio un sistema abbia:

NF = 3 dB; quale valore avrà la sua temperatura di rumore?

Avremo:

$$N = \text{antilog} \frac{NF}{10} = \text{antilog} \frac{3}{10} = 2 \text{ (in } KT_o\text{)};$$

Applicando la formula (13):

$$T = (N - 1)\, 293 = (2 - 1)\, 293 = 1.293 = 293\ ^oK.$$

8) Calcolo del valore G/T di una stazione ricevente terrestre

Il fattore di merito G/T di una stazione ci dà un'idea immediata di come si comportano l'antenna ricevente e tutto il sistema, con la sua temperatura di rumore T, rispetto un segnale SHF di un dato livello in arrivo da un satellite.

Come accenneremo alla fine di questo paragrafo e come sviluppato nel seguente secondo il valore di EIRP irradiata dal satellite oppure, che è lo stesso, secondo il valore PFD a terra, occorrerà per la stazione ricevente un valore (minimo) di G/T per fornire un segnale video di una data qualità.
Con riferimento alla bibliografia (12) il rapporto CCIR 473 fissa la definizione di G/T come segue:

$$G/T = \frac{\alpha \beta G}{\alpha T_a + (1 - \alpha) T_a + (N - 1) T_o}$$

in cui

α = totale delle perdite d'accoppiamento
β = totale perdite dovute ad errori di puntamento, perdita d'invecchiamento etc.
G = guadagno effettivo dell'antenna
T_a = temperatura di rumore dell'antenna
T_o = temperatura di riferimento (293 K)
N = fattore di rumore

Il tutto espresso come rapporto di potenze.
Le dimensioni del numeratore sono in dB e quelle del denominatore in gradi Kelvin K per cui il valore G/T ha le dimensioni dB/K oppure dB (K^{-1})

È corretto scrivere solo K e non °K.
Esaminiamo il numeratore della relazione G/T.
Trattasi di due perdite α e β legate a:

β { errori puntamenti antenna
invecchiamento stazione ricevente

α { perdite dovute al polarizzatore
perdite per eventuali riflessioni etc.

Tabella 6 - Valori di guadagno reale G_{reale} d'antenne paraboliche a 4 e a 12 GHz.

d in m	*4 GHz*	*12 GHz*
1	27,9	37,5
2	34,0	43,5
3	36,4	47,2
0,90	27,1	36,7

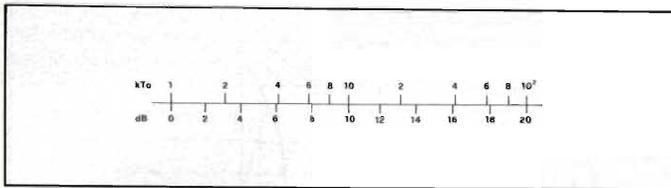



Fig. 9 - Relazione tra cifra di rumore NF in dB e fattore di rumore N in KT_o.

Per α si assume generalmente un valore di perdita di – 1,5 dB e per β di – 1,0 dB.

Assumiamo un valore "medio" di – 2,0 dB. Esso espresso in rapporto di potenze ci dà 0,630 in base alla formula

$$\text{Perdita} = \text{antilog.} \frac{\text{Perdita } (-\text{ dB})}{10} \qquad (15)$$

Possiamo ora ritoccare i guadagni delle antenne (Tabella 5 del paragrafo 6) come nella *Tabella 6*, denominandoli per intenderci guadagni "reali" contraddistinti con la sigla G_{reale}.

Esaminiamo ora il denominatore della relazione G/T: esso non rappresenta altro che la temperatura di rumore del sistema (Ts).

Vediamo i valori da inserire.

α = – 1,5 dB cioè un rapporto di potenza di 0,707

T_a = temperatura di rumore dell'antenna. Per gli angoli di elevazione normalmente utilizzati nel nostro territorio si può assumere T_a = 20 °K riferito ad un'antenna di 2 m di diametro.

T_o = indica la temperatura di riferimento (20 °C) che abbiamo visto essere eguale a 293 °K.

$(N - 1) T_o$ non è altro che il rumore del ricevitore (LNA + DC) espresso in ° Kelvin e misurato in KT_o (vedi paragrafo precedente). LNA = Low Noise Amplifier, DC = Down Converter.

Denominiamolo per brevità T_R.

Ovviamente esso, se espresso in NF diviene secondo la (12)

$$T_R = (\text{antilog} \frac{NF_{(dB)}}{10} - 1)\ T_o$$

Sostituendo i valori assunti avremo:

$$T_s = (0{,}707)\ 20\ °K + (1 - 0{,}707)\ 293\ °K + T_R\ (°K)$$

$$T_s = 100\ °K + T_R \qquad (16)$$

Torniamo indietro alla relazione G/T. Esprimendo in unità logaritmiche esso si può scrivere:

$$G/T = G_{reale}/T_s = G_{reale} - 10 \log T_s$$

ed infine $G_{reale}/T_s = G_{reale} - 10 \log. (100\ K + T_R)$ (17)

È ora possibile utilizzando la formula 17 scrivere la fondamentale *Tabella 7* che ci dà il fattore di merito G/T di una stazione nota la cifra di rumore NF della parte ricevente (elettronica) ed il guadagno reale G_{reale} dell'antenna.

La tabella si riferisce ai 12 GHz in quanto i guadagni delle antenne sono calcolati per detta banda.

Utilizzando antenne di diametro differente di quanto indicato nella tabella, sarà sufficiente detrarre al G_{reale} dell'antenna scelta il valore 10 log Ts (pur esso espresso in dB) che trovasi in calce alla colonna corrispondente al valore di NF utilizzato.

Prima di chiudere il presente paragrafo desideriamo costruire una tabella G/T (vedi *tabella 8* in funzione di NF e $G_{antenna}$ per i 4 GHz.

Dato che i guadagni delle antenne sono notevolmente inferiori (di circa 10 dB) a quelli di antenne di pari dimensioni operanti a 12 GHz è evidente che per avere valori di G/T intorno ai 10 dB/K è necessario aumentare il guadagno G_{out} (leggi aumentare il diametro) ed operare con NF (T_R) molto ridotti.

Sono stati utilizzati i valori di LNA reperibili sul mercato da 80, 100 e 120 K; le versioni a 171 K e 291 K sono meno comuni.

Nel caso di segnali in arrivo molto deboli, sia a 4 che a 12 GHz, è importante che l'antenna parabolica utilizzi dei feeder con bassi valori di guadagno nei lobi secondari, dimodochè mentre l'antenna è puntata verso il cielo, i suoi lobi secondari che colpiscono il terreno che è "caldo" (come rumore) contribuiscono il meno possibile ad elevare il valore della temperatura di rumore (T_a).

9) Relazione tra G/T di una stazione e le caratteristiche di trasmissione del satellite

Tutti gli enti che gestiscono servizi TV da satellite indicano il valore G/T della stazione a terra per un dato grado di qualità video.

Tabella 7 - Determinazione del valore del fattore di merito G/T di una stazione ricevente, noto il diametro dell'antenna utilizzata ed il rumore (in NF o T_r) della stazione a 12 GHz.

G_{reale} antenna (diam. in cm)	NF = 2,7 dB T_r = 252 K	3 dB 291 K	4 dB 442 K	5 dB 633 K	6 dB 873 K
G_{90} = 36,7 dB	G/Ts = 11,24 dB/K	10,78	9,36	8,05	6,82
G_{100} = 37,5 dB	G/Ts = 12,04 dB/K	11,58	10,16	8,85	7,62
G_{120} = 39,2 dB	G/Ts = 13,74 dB/K	13,28	11,86	10,55	9,32
G_{180} = 42,7 dB	G/Ts = 17,24 dB/K	16,78	15,36	14,05	12,82
G_{200} = 43,5 dB	G/Ts = 18,04 dB/K	17,58	16,16	14,85	13,62
G_{220} = 44,3 dB	G/Ts = 18,84 dB/K	18,38	16,96	15,65	14,42
G_{300} = 47,2 dB	G/Ts = 27,74 dB/K	21,20	19,87	18,55	17,31
T_s (in K)	352	391	542	733	973
10 log Ts (in dB/K)	25,46	25,92	27,34	28,65	29,88

Tabella 8 - Determinazione del valore del fattore di merito di G/T di una stazione ricevente, noto il diametro dell'antenna utilizzata ed il rumore (in NF o T_R) della stazione a 4 GHz.

$G_{antenna}$ (diametro in cm)	NF = 1,04 dB T_r = 80 K	1,27 dB = 100 K	1,50 dB = 120 K	2,00 dB = 171 K	3,00 dB = 291 K
G_{100} = 28,5 dB	5,7 dB	5,50	5,08	4,18	2,58
G_{200} = 34,5 dB	11,95 dB/K	11,5	11,08	10,18	8,58
G_{300} = 38 dB	15,45 dB/K	15,00	14,58	13,68	12,08
G_{400} = 40,5 dB	19,95 dB/K	19,50	19,08		
G_{500} = 45,2	19,95 dB/K	19,50	19,08		
G_{700} = 45,2	2265 dB/K				
T_s (K)	180	200	220	271	391
10 log T_s (dBK)	22,55	23,00	23,42	24,32	25,92

Con riferimento alla scala CCIR detto grado come minimo è 3,5 cioè sta tra il 3 (*passabile:* degradazione leggermente disturbante) e il 4 (*buona:* degradazione percettibile, disturbante) per impianti individuali o con limitato numero di utenze.

Per impianti più impegnativi si prescrivono G/T superiori per arrivare oltre il grado 4 della scala *CCIR* e cioè tra 4 (*buona*; degradazione percettibile; disturbante) e (*eccellente:* degradazione impercettibile).

Questo in quanto in ogni stazione ricevente segnali TV (e non solo quelli provenienti da satellite) il rapporto C/N (carrier/noise) prima della demodulazione è il parametro più importante da rispettare per le seguenti due ragioni:

a) in quanto nel caso di trasmissioni video analogiche con modulazione di frequenza, come è comune per tutti i satelliti, esso determina il valore della "soglia" al di sotto della quale non si ha in pratica più demodulazione.

b) Perchè determina la qualità del segnale ricevuto in quanto il valore (S/N) video è legato al C/N prima della demodulazione.

I passaggi tra i vari parametri citati sono schematizzati nella *figura 10*.

Più esattamente nel caso di standard CCIR PAL o SECAM e per valori di $\Delta f_{pp} = 13,5$ MHz

$$(S/N) \text{ video} = C/N + 19,72 \text{ dB} \quad (18)$$

e, dopo il filtro video

$$(S/N) \text{ video pesato} = (S/N) \text{ video} + 14 \text{ dB} \quad (19)$$

per cui si può scrivere

$$(S/N) \text{ video pesato} = C/N + 33,72 \text{ dB} \quad (20)$$

Il video pesato, che è il segnale video visualizzato dal tubo R.C. del TV o del monitor, deve superare i 47,72 dB per arrivare al grado 3,5 CCIR e circa 52 dB per il grado 4.

Dall'ultima relazione si ricava

$$C/N \geqslant 47,72 - 33,72 \geqslant 14 \text{ dB} \quad (21)$$

Tale valore di C/N è valido per demodulatori di frequenza del tipo convenzionale (discriminatore di TRAVIS etc.) e scende di circa 2 dB per i discriminatori ad estensione di soglia (PLL etc.)

Riteniamo interessante accennare come, dato che per C/N occorre un valore maggiore od uguale a 14 dB, si perviene a calcolare il valore G/T imposto (o suggerito) per la stazione ricevente.

È intuitivo che il valore G/T è legato al segnale in arrivo, cioè al valore di EIRP irradiato od a quello del PFD a terra.

Sviluppiamo in forma sintetica un calcolo energetico, anche noto come "bilancio energetico" per un transponder del satellite ECS-1.

Si parte dal valore EIRP irradiato, si arriva a determinare il livello C (carrier) del segnale SHF che si presenta al LNC (od LNA) del ricevitore e lo si compara con N (rumore) presente: dato che il valore minimo di C/N deve essere 14 dB si perviene a determinare G/T.

EIRP	46 dBW
Coefficiente di riserva	0,5 dB
Attenuazione spazio libero	205,7 dB

e si indichi:

Guadagno d'antenna (G_{reale})	G (in dB)
Banda RF	32 MHz
Temperatura di rumore del sistema Ts (in dB (K))	

$$C = 46 - 0,5 - 205,7 + G_{reale} = G_{reale} - 160,2 \text{ dBW} \quad (22)$$

$$N = -168,6 \text{ dBW/MHz K} + 15,05 \text{ dB} + Ts = $$
$$= Ts - 153,55 \text{ dBW/K} \quad (23)$$

Eseguendo l'operazione C − N (che essendo espressa in forma logaritmica equivale a C/N) perveniamo alla seguente relazione:

$$C/N = -6,65 + \frac{G_{reale}}{Ts} \quad (24)$$

Abbiamo visto che le caratteristiche di modulazione PAL o SECAM e valori di Δf_{pp} di 13,5 MHz fissano in 14 il valore minimo del rapporto C/N per cui la qualità video risulta di grado superiore al 3,5.

Si può scrivere pertanto:

$$14 = -6,65 + \frac{G_{reale}}{Ts}$$

da cui

$$G_{reale}/Ts = 20,6 \text{ dB/K} \quad (25)$$

Dato che il calcolo del valore d'attenuazione è stata effettuato presupponendo cielo limpido è bene aggiungere un minimo da 1,3 a 1,5 dB per sganciarsi dalle condizioni climatiche. Potremo scrivere:

$$G_{reale}/Ts = 22 \text{ dB/K} \quad (26)$$

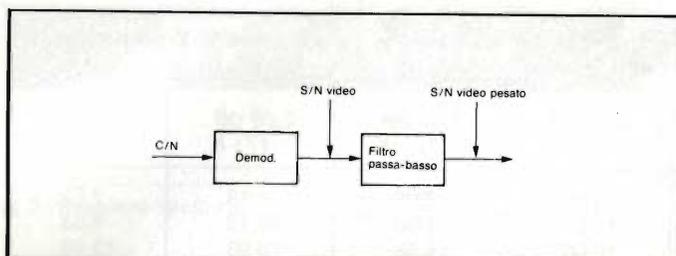



Fig. 10 - Schematizzazione passaggi C/N, S/N$_{video}$ e S/N$_{pesato}$. Dopo il demodulatore i valori sono legati alla Δ f_{pp} della portante a microonde.

Questo vale per l'epicentro dell'area illuminata e non oltre un contorno di 1,5 dB (servizio classe A).

Allontanandosi dall'epicentro, il valore G_{reale}/Ts richiesto alla stazione ricevente dovrà aumentare di tanti dB quanti risulteranno in meno come PFD.

Con riferimento alla *Tabella 7* ciò si può ottenere con un'antenna di 3 m ed un LNC avente NF ⩽ 3 dB.

La stessa tabella evidenzia come un'antenna da 2 metri, con un NF⩽2,7 dB dia risultati accettabili, anche se non con la qualità richiesta.

In realtà nelle trasmissioni di ECS-1, i valori Δ f_{pp} sono superiori a quelli del DBS, e pertanto i risultati sono migliori di quanto descritto.

Nel caso di trasmissioni DBS i valori EIRP sono nettamente superiori a quelli ECS-1, e si aggirano intorno a 64 dBW.

Ne risulta, da un calcolo simile al precedente, una relazione di C/N ≅ 10 dB + G/T che con l'adozione di coefficienti di sicurezza, porta alla seguente relazione:

$$C/N \cong G/T + 8\ dB \qquad (27)$$

10) Esempi di risoluzione di problematiche tipiche di una stazione ricevente terrestre di segnali da satellite

Partendo dalla relazione $G_{reale}/Ts = G_{reale} - 10 \log (100\,K + T_R)$ si può ricavare qualunque parametro incognito (G_{reale}, T_R, G_{reale}/Ts) noto i rimanenti due.

Esempio A

Si desidera conoscere il valore NF del LNC di una stazione a 12 GHz utilizzante un'antenna di 2 m diametro, noto che il G/T debba essere uguale a 18 dB/K

La relazione di base (17) si può anche scrivere:

$$(100\,K + T_R) = \text{antilog} \frac{(G_{reale} - G/Ts)}{10} \qquad (27)$$

Supponiamo si desideri ricevere un transponder dell'ECS-1 per cui è suggerito un valore di G/T ⩾ 18 dB/K.

L'antenna ha un diametro di due metri.

Innanzitutto siamo a 12 GHz. Il guadagno dell'antenna è di 45 dB.

Detto guadagno ridotto delle perdite di accoppiamento ci darà un G_{reale} = 43,5 dB.

Possiamo ora scrivere:

$$(100\,K + T_R) = \text{antilog} \frac{(43{,}5 - 18)}{10} = \text{antilog} \frac{25{,}5}{10} =$$
$$= 2{,}55 = 354{,}8\ K$$

$$T_R = 354{,}8\ K - 100\ K = 254{,}8\ K$$

$$NF = 10 \log (1 + \frac{254{,}8}{293}) = 2{,}7\ dB$$

Esempio B

Si desidera conoscere il diametro dell'antenna, volendo ricevere a 12 GHz un canale ECS-1 con un LNC avente un valore di 4 dB, dovendo raggiungere un fattore di qualità di 18 dB/K.

Possiamo sempre scrivere la relazione di base (17) come segue:

$$G_{reale} = 10 \log (100\,K + T_R) + G/T \qquad (27)$$

Calcoliamo ora il valore T_R:

$$N = \text{antilog} \frac{NF\ (dB)}{10}\ (\text{in } KT_o)$$

$$N = \text{antilog} \frac{4}{10} = 2{,}51$$

da cui, secondo la formula (13) del paragrafo 7 si ha:

$$T_R = (N - 1)\, 293 = (1{,}51) \cdot (293) = 442{,}43\ K$$

Allora

$$G_{reale} = 10 \log(100\,K + 442{,}43\,K) + GT$$
$$= 10 \log 542{,}43 + GT$$
$$= 27{,}33 + G/T$$
$$= 27{,}33 + 18$$
$$= 45{,}34\ dB$$

che danno un G = 45,34 + 1,5 dB = 46,84 dB nominali.

Esaminando la Tabella 5 del paragrafo 6 vediamo che con un'antenna di 2,50 m possiamo ottenere il risultato richiesto con un leggero margine di sicurezza.

Esempio C

Si desidera ricevere un satellite operante a 3675 MHz avente una EIRP presunta di 42 dBW, una larghezza di banda di 30 MHz ed una posizione geostazionaria – 14,25 W.

Qual'è il valore minimo del fattore di qualità G/T della stazione ricevente situata in Milano?

Si proceda innanzitutto a calcolare la distanza tra la stazione ricevente ed il satellite. Applichiamo la formula (4) del paragrafo 1

$$D = \sqrt{(1991 \cdot 10^6) - 552.10^6 (\cos \Phi \cos \theta)}$$

in cui Φ sia la differenza tra le longitudini del satellite (λs) e della stazione (λ_R), e θ la latitudine geografica della stazione ricevente.

Per Milano θ = 45,5 N e la longitudine + 9,2 E

$\Phi = 9{,}2 - (-14{,}25) = 23{,}45°$
$\cos \Phi = \cos 23{,}45 = 0{,}917$
$\cos \theta = \cos 45{,}5 = 0{,}700$
$\cos \Phi = \cos \theta = 0{,}642$

sviluppiamo ora la relazione

$$D = \sqrt{(1991 \cdot 10^6) - (552.10^6) \cdot (0{,}642)} = \sqrt{(1991 \cdot 10^6)} \cdot$$
$$\cdot (354{,}38 \cdot 10^6)$$

$$= \sqrt{(1636{,}62) \cdot (10^6)}$$

$$= \sqrt{1636{,}62 \cdot 10^6} = 40{,}455\ 10^3 = 40.455\ km$$

b) Si calcoli ora il livello della C (carrier) in arrivo al LNA (vedi paragrafo 9)

EIRP	42 dBW
Riserva	– 0,5 dB
Attenuazione	– 196,0 dB
G_{reale}	G_{reale} (in dB)

$C = 42 - 0,5 - 196 + G_{reale} = G_{reale} - 154,5$ dBW

Per il rumore N si applica la solita formula (23) applicando un incremento di 14,78 dB per il passaggio tra 1 MHz e 30 MHz.

$N = 168,6 + 14,78 + Ts = Ts - 153,82$

$C/N = C - N = G_{reale}/Ts - 0,68$

per C/N = 14 dB si ha:

$G_{reale}/Ts = 14 + 0,68 = 14,68$ dB/K. ■

Bibliografia

1) Ing. V. Parenti e E. Romano - DBS - *Diffusione televisiva diretta da satellite* RO.VE.R.
2) Ing. V. Parenti, E. Romano e L. Cascianini - *Le basi della TV via satellite* - Selezione de Tecniche Elettroniche N. 6-1983, pag. 22.
3) Ing. V. Parenti, E. Romano e L. Cascianini - *Sistemi di ricezione TV da satellite* - Selezione di Tecniche Elettroniche N. 6-1983, pag. 30.
4) Redazione - *L'unità esterna per la ricezione TV da satelli è pronta* - Selezione di Tecniche Elettroniche N. 6-1983, pag. 26.
5) Redazione - *La TV da satellite giapponese impiegherà l'audio digitale* - Selezione di Tecniche Elettroniche N. 6-1983, pag. 28
6) L. Cascianini, P. Harrop - *Unità esterna per ricezione TV da satellite* - Selezione di Tecniche Elettroniche - N. 4-1982.
7) L. Cascianini, P. Lesartre - *1984: solo Germania e Francia avranno il satellite TV* - Selezione di Tecniche Elettroniche - N. 4-1982.
8) T.H.A.M.VLK - *Progetto di due unità esterne per ricezione TV da satellite a 12 GHz* - Philips Technical Review - Vol. 39-1980-10.
9) Just-Dietrich Buchs - *Broadcasting satellite systms on the 12 GHz range* - Telefunken.
10) Roher Wollnongh - *Direct broadcasting by satellite* - European Electronics 1982. Satellite TV - The Sequel ETI - 1983.
11) Harvey - *DBS people are talking money* - Electronics 1982.
12) Gazzetta Ufficiale della Repubblica Italiana - *Supplemento ordinario alla "Gazzetta Ufficiale" n. 283 del 15 ottobre 1980.*
13) Ministero delle Poste e Telecomunicazioni Direzione Generale Istituto Superiore P.T. - *"Norme tecniche per impianti ruceventi di Radiodiffusione diretta da satellite"* - Edizione provvisoria 1982.
14) R. Orta - *Radiodiffusione da satellite: esperimenti TV effettuati col satellite OTS* - Elettronica e Telecomunicazioni N. 5-1980.
15) M. Barbero, G.F. Barbieri - *Radiodiffusione da satellite. Problemi di codifica in banda ban del segnale audio* - Elettronica e Telecomunicazioni N. 6-1981.
16) G. Garazzino - *Radiodiffusione sonora da satellite: trasmissione numerica a 17 MBitfs* - Elettronica e Telecomunicazioni N. 6-1981.
17) R.F. Filipowsky, E.I. Muchldorf - *Space Communications Systems Prentice-Hall Spintechnology series.*
18) G. P. Pacini - *Ricevitore per radio diffusione TV diretta da satellite a 12 GHz* - Elettronica e Telecomunicazioni N. 2-1980.
19) G. Bava, F. Mussino - *Caratteristica e struttura dei ricevitori per radiodiffusione televisiva diretta da satellite nella banda 12 GHz* - Alta frequenza, Dicembre 1979.
20) L. Tomati - *La pianificazione di un sistema di radiodiffusione televisiva da satellite* - Elettronica e Telecomunicazioni N. 5-1977.
21) G. Vaccarella - *Televisione diretta da satellite. Studio teorico di un'antenna ricevente con illuminatore corrugato.* Elettronica e Telecomunicazioni N. 4 1981.
22) Jansen J.K.M., Jenken Mej, Lambrechtsec W. - *The scalar feed. "Elettromagnetic-Horn Antennas"* IEEE Press. Pag. 329/337.
23) Stephen J. Birkill - *International satellite television reception guide-book.* STTI (U.S.A.).
24) E. Herter, H. Rupp - *Nachrichten-übertragung über satelliten.*
25) CNET-ENST - *Tèlecomunications spatiales* (3° volume).
26) G.P. Pacini - *"Collegamenti televisivi tramite satellite ECS di riserva".* - Lab. Ricerca RAI - elettronica e Telecomunicazioni Ed. ERI N. 3 Giugno 1983.

Applicazione per il single board-computer di Selezione

ing. Ennio De Lorenzo

"SPOOLER" CON L'ECC-80

Alcuni dispositivi periferici computer come per esempio la stampante, sono estremamente lenti rispetto alla velocità della CPU e ne rallentano inutilmente il lavoro durante l'erogazione di testi. Uno "spooler" funge da tampone fra computer e stampante: esso accetta velocemente i dati dalla CPU, li memorizza temporaneamente e li consegna alla stampante a velocità ridotta. Nel frattempo il computer si può occupare di altre cose.

Uno Spooler è - semplificando - una memoria che lavora secondo il principio FIFO (First In First Out = chi primo entra primo esce). Per realizzare uno spooler basterebbe, in linea di massima, gestire una partizione di RAM senza (o quasi) necessità di hardware aggiuntiva (soluzione "software"). In questo articolo presentiamo la realizzazione di uno spooler con la scheda ECC-80 (il "single-board-computer" presentato nel n. 9/83 di Selezione). Questo spooler può venir applicato a qualsiasi computer che disponga di una interfaccia parallela per stampante di tipo "Centronix". Rispetto alla soluzione "software" (termine scorretto poiché anche in questo caso è necessario un minimo di hardware), la realizzazione con un'interfaccia intelligente (qui l'ECC-80) presenta 3 vantaggi:

1. Lo spooler serve la stampante indipendentemente dalla routine di gestione della stampante e dal software del sistema (Elaboratore Testi, Basic, Assembler, Sistema Operativo, ecc..).
2. La memoria a disposizione del sistema non viene sminuita dallo spooler.
3. L'ECC-80 lavora in interrupt ed è gran lungi dall'essere sovraccarico dal compito di gestire la stampante. Potrà così venir utilizzato per ulteriori applicazioni come "coprocessore" del sistema.

Fig. 1 - Circuito da montare sull'ECC-80 per il collegamento con il computer e la stampante.

Hardware aggiuntiva per l'ECC-80

Il PIO (Parallel Input Output) dell'ECC-80 possiede due ports con 8 linee di dati e due linee di "handshake" (stretta di mano): RDY e STB, che useremo per gestire il traffico dei dati fra computer e stampante. Le linee dei dati (A0...A7, B0...B7) del PIO possono venir programmate sia in entrata che in uscita: (vedi i data sheet e le note applicative della SGS-ATES). Le linee di handshake devono venir adattate all'interfaccia per la stampante e del computer in uso. Nel nostro caso si tratta del personal TRS-80 e della stampante a margherita Olympia ES 100: l'hardware qui riportato va comunque bene per molti altri computer e stampanti o è adattabile con minime variazioni.

La *figura 1* mostra il circuito da montare sul campo forato dell'ECC-80. Oltre agli invertitori per le linee di BUSY e READY è necessaria una funzione di monoflop per la realizzazione di un'in-

terfaccia di tipo centronix verso la stampante. Si possono usare componenti a piacere (TTL o CMOS) poiché i tempi di ritardo non sono critici. I componenti di *figura 1* sono di tipo CMOS.

Il programma dello spooler

Il programma è ottimizzato per quanto riguarda lo spazio di memoria necessario ed il tempo di esecuzione. Per la realizzazione del FIFO (capacità: 2036 byte) vengono utilizzati due puntatori di 16 bit (registri DE e HL). Le informazioni dello stato del sistema sono realizzate in forma di "flags" ed accessibili nel registro C. La tecnica dell'interrupt vettorizzato (una delle potenti qualità della "famiglia" dello Z-80) permette la rinuncia completa a loop di attesa, riducendo così drasticamente i tempi di elaborazione. Con una frequenza di clock di 2,5 MHz, il sistema adopera solamente 100 microsecondi per l'erogazione di un carattere indipendentemente dal tipo di stampante collegata. Con una stampante ad aghi alla velocità di 100 caratteri al secondo l'ECC-80 è "occupato" solamente il 2% del suo tempo disponibile ed è quindi in grado di eseguire altri compiti.

Il listing completo del programma di spooling che verrà caricato nell'EPROM dell'ECC-80 è scritto in linguaggio assembler Z-80 ed è riportato in *figura 2*; la *tabella 1* visualizza la disposizione dei flag di controllo nel registro C.

Dopo il power-on-reset il processore

Tabella 1 - I flag di controllo nel registro C.

	Caso	*In*	*Out*	*Stop*	*Char*
N. Bit	0	1	2	3	4
Bit = 1	a	Enable	Enable	si	presente
Bit = 0	b	Disable	Disable	no	non disponibile
Posizione iniziale	1	1	0	1	0

Fig. 2 - Il listing completo del programma di spooling in linguaggio Assembler.

```
 1: SPOOLER PROGRAM        9.01.84/DEL    MACRO-80 3.3   07-May-79     PAGE   1
 2:
 3:
 4:
 5:
 6:                                     TITLE   SPOOLER PROGRAM        9.01.84/DEL
 7:                            ;!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
 8:                            ;
 9:                            ;
10:                            ;
11:                            ;programma  di spooling per l' ECC-80
12:                            ;
13:                            ;
14:                                    .z80
15:   0000'                            aseg
16:                            ;
17:                            ;
18:   0010                     pi10    equ     10h
19:   8000                     anf     equ     8000h          ;inizio ram
20:   87F3                     endl    equ     87ffh-12       ;stack (=12)
21:                                    org     0000
22:                            ;
23:   0000     C3 0100                 jp      init
24:                            ;
25:                                    org     0008h
26:                            ;
27:   0008     0120                    dw      in      ;inizio dei vettori di interrupt
28:   000A     0170                    dw      out     ;
29:                            ;
30:                                    org     66h
31:                            ;
32:   0066     C3 0100                 jp      init    ;start dell' NMI
33:                            ;
34:                            ;
35:                                    org     0100h
36:                            ;
37:   0100     21 01CA         init:   ld      hl,tabl ;inizializza ports
38:   0103     4E              inia:   ld      c,(hl)  ;carica indirizzi dei ports
39:   0104     23                      inc     hl
40:   0105     46                      ld      b,(hl)  ;carica numero dei bytes
41:   0106     23                      inc     hl
42:   0107     ED B3                   otir            ;emetti bytes al port
43:   0109     7E                      ld      a,(hl)
44:   010A     B7                      or      a       ;zero segnala*la fine
45:   010B     20 F6                   jr      nz,inia ;della tabella
46:   010D     31 87FF                 ld      sp,87ffh
47:   0110     FB                      ei
48:   0111     ED 5E                   im      2
49:   0113     0E 0B                   ld      c,11    ;inizializz. flags

50: SPOOLER PROGRAM        9.01.84/DEL    MACRO-80 3.3   07-May-79     PAGE   1-1
51:
52:
53:   0115     21 8000                 ld      hl,anf  ;inizializz. puntatori
54:   0118     11 8000                 ld      de,anf
55:   011B     DB 10                   in      a,(pi10)        ;interr. entr.
56:                            ;
57:   011D     C3 011D         main:   jp      main    ;dummy
58:                            ;
59:   0120     CB 49           in:     bit     1,c     ;in disable?
60:   0122     28 0D                   jr      z,ine
61:   0124     CD 0136                 call    in1     ;leggi carattere
62:   0127     CB 59                   bit     3,c     ;stop flag?
63:   0129     C4 0186                 call    nz,outl ;se settatq emetti carattere
64:   012C     CB 99                   res     3,c     ;resette stop flag
65:   012E     FB                      ei              ;riabilita interrupt
66:   012F     ED 4D                   reti
67:   0131     CB E1           ine:    set     4,c     ;setta flag char
68:   0133     FB                      ei
69:   0134     ED 4D                   reti
70:   0136     CD 013D         in1:    call    abfl    ;modifica puntatori e flags
71:   0139     CD 01C0                 call    in3     ;leggi un carattere
72:   013C     C9                      ret
73:   013D     CB D1           abfl:   set     2,c     ;abilita uscita
74:   013F     37                      scf
75:   0140     CB 41                   bit     0,c     ;caso a) o b)
76:   0142     28 22                   jr      z,bfal
77:   0144     C5                      push    bc
78:   0145     E5                      push    hl
79:   0146     01 87F3                 ld      bc,endl
80:   0149     ED 42                   sbc     hl,bc   ;hl-1=endl?
81:   014B     E1                      pop     hl
82:   014C     C1                      pop     bc
83:   014D     C0                      ret     nz      ;ritorna se fine non raggiunta
84:   014E     CB 81                   res     0,c     ;caso b) in
85:   0150     B7                      or      a
86:   0151     21 8000                 ld      hl,anf
87:   0154     ED 52                   sbc     hl,de   ;de=anf?
88:   0156     20 02                   jr      nz,bfal
89:   0158     CB 89                   res     1,c     ;disabilita in, se de=anf
90:   015A     21 87F4         bfal:   ld      hl,endl+1 ;memorizza ultimo carattere
91:   015D     CD 01C0                 call    in3     ;in endl+1
92:   0160     21 8000                 ld      hl,anf  ;punta su anf
93:   0163     DD E1                   pop     ix      ;ritorna alla routine d' interrupt
94:   0165     C9                      ret
95:                            ;
96:   0166     EB              bfal:   ex      de,hl
97:   0167     E5                      push    hl
98:   0168     ED 52                   sbc     hl,de   ;hl=de-1?
```

```
 99: SPOOLER PROGRAM        9.01.84/DEL    MACRO-80 3.3   07-May-79      PAGE   1-2
100:
101:
102:   016A    E1                      pop    hl
103:   016B    EB                      ex     de,hl
104:   016C    C0                      ret    nz       ;ritorna se posti sono liberi
105:   016D    CB 89                   res    1,c      ;altrimenti disabilita entrata
106:   016F    C9                      ret
107:                             ;
108:   0170    CB 49             out:  bit    1,c      ;out disabil.?
109:   0172    28 0D                   jr     z,oute
110:   0174    CD 0186                 call   out1     ;emetti un carattere
111:   0177    CB 61                   bit    4,c      ;char flag ?
112:   0179    C4 0136                 call   nz,in1   ;leggi carattere se settato
113:   017C    CB A1                   res    4,c      ;resetta flag char
114:   017E    FB                      ei
115:   017F    ED 4D                   reti
116:   0181    CB D9             oute: set    3,c      ;setta flag stop
117:   0183    FB                      ei
118:   0184    ED 4D                   reti
119:   0186    CD 018D           out1: call   abf2     ;modifica puntatori e flags
120:   0189    CD 01C5                 call   out2     ;emetti un carattere
121:   018C    C9                      ret
122:   018D    CB C9             abf2: set    1,c      ;abilita entr.
123:   018F    37                      scf
124:   0190    CB 41                   bit    0,c      ;caso a) o b)
125:   0192    28 08                   jr     z,bfbl
126:   0194    E5                      push   hl
127:   0195    ED 52                   sbc    hl,de    ;de=hl-1?
128:   0197    E1                      pop    hl
129:   0198    C0                      ret    nz       ;ritorna se posti liberi
130:   0199    CB 91                   res    2,c      ;disabilita out
131:   019B    C9                      ret
132:   019C    D5                bfbl: push   de       ;caso b)
133:   019D    D9                      exx
134:   019E    E1                      pop    hl
135:   019F    01 87F3                 ld     bc,endi
136:   01A2    ED 42                   sbc    hl,bc    ;de-1=endi?
137:   01A4    D9                      exx
138:   01A5    C0                      ret    nz       ;ritorna se fine non raggiunta
139:   01A6    CB C1                   set    0,c      ;caso a)
140:   01A8    E5                      push   hl
141:   01A9    B7                      or     a
142:   01AA    11 8000                 ld     de,anf
143:   01AD    ED 52                   sbc    hl,de    ;hl=anf?
144:   01AF    20 02                   jr     nz,bfb1
145:   01B1    CB 91                   res    2,c      ;disabil. out se tutto occupato
146:   01B3    11 87F4           bfb1: ld     de,endi+1 ;emetti carattere
147:   01B6    CD 01C5                 call   out2     ;su endi+1
```

```
148: SPOOLER PROGRAM        9.01.84/DEL    MACRO-80 3.3   07-May-79      PAGE   1-3
149:
150:
151:   01B9    11 8000                 ld     de,anf   ;punta su anf
152:   01BC    E1                      pop    hl
153:   01BD    DD E1                   pop    ix       ;ritorna alla routine d' interrupt
154:   01BF    C9                      ret
155:                             ;
156:   01C0    DB 10             in3:  in     a,(pi10) ;leggi port
157:   01C2    77                      ld     (hl),a   ;memorizza nel buffer
158:   01C3    23                      inc    hl       ;incrementa puntatore
159:   01C4    C9                      ret
160:   01C5    1A                out2: ld     a,(de)   ;carattere dal buffer
161:   01C6    D3 11                   out    (pi10+1),a ;emetti carattere
162:   01C8    13                      inc    de       ;aumenta contatore
163:   01C9    C9                      ret
164:                             ;
165:   01CA    12                tab1: db     pi10+2   ;tabella di inizializzazione
166:   01CB    03                      db     3        ;per i ports
167:   01CC    08                      db     8
168:   01CD    4F                      db     4fh
169:   01CE    87                      db     87h
170:   01CF    13                      db     pi10+3
171:   01D0    03                      db     3
172:   01D1    0A                      db     0ah
173:   01D2    0F                      db     0fh
174:   01D3    87                      db     87h
175:   01D4    00                zend: db     0        ;fine marcata con zero
176:                             ;
177:                                   end
178: SPOOLER PROGRAM        9.01.84/DEL    MACRO-80 3.3   07-May-79      PAGE   5
179:
180:
181: Macros:
182:
183: Symbols:
184: ABF1    013D    ABF2    018D    ANF     8000    BFA1    015A
185: BFAL    0166    BFB1    01B3    BFBL    019C    ENDI    87F3
186: IN      0120    IN1     0136    IN3     01C0    INE     0131
187: INIA    0103    INIT    0100    MAIN    011D    OUT     0170
188: OUT1    0186    OUT2    01C5    OUTE    0181    PI10    0010
189: TAB1    01CA    ZEND    01D4
190:
191:
192:
193: No  Fatal error(s)
194:
195:
```

inizia dall'indirizzo 0000 della EPROM. Per prima cosa vengono inizializzati i port del PIO con i dati di *tabella 1* utilizzando l'istruzione OTIR. In seguito vengono caricati i valori iniziali dei puntatori e dei flag nel registro C. L'uso dell'NMI (Non Maskable Interrupt = interrupt non mascherabile) permette l'interruzione della stampa e il ricaricamento dei valori iniziali nel medesimo registro.

Grazie all'uso degli interrupts, il programma principale è costituito da un loop "vuoto" d'attesa (dummy): qui si possono inserire altri programmi. Il sistema viene lanciato esclusivamente tramite interrupts; d'altro canto non vi sono segnali di interrupt periodici e bisogna perciò programmare prestando attenzione che il sistema non si blocchi in attesa di interrupt che non arrivano o che non vengono "sentiti". Le routine di servizio degli interrupt sono simmetriche rispetto all'entrata ed all'uscita dei dati e vengono lanciate dai rispettivi PIO. Non appena PIO ha letto un carattere, inizia il programma IN: se ci sono ancora posti liberi nel "buffer" abbiamo la situazione di IN-enable. IN1 legge un carattere, lo ripone in RAM e gestisce i puntatori ed i flags. Il flag di STOP viene settato, se la stampante ha già erogato tutti i caratteri del buffer ed un interrupt di OUT non ha trovato nessun altro carattere. Il canale OUT rimane perciò chiuso fino a che un nuovo carattere non chiami OUT1 in IN e ripristini in modo appropriato il flag di STOP.

In modo analogo - con il buffer pieno - il flag IN viene settato "disable" e CHAR "presente" se non si è liberato un posto all'interrupt successivo: il canale d'entrata rimane chiuso fino a che non venga erogato un carattere.

Possibilità di ampliamento

Il sistema, come già detto, è utilizzato solamente il 2% della sua capacità e perciò sono pensabili innumerevoli ampliamenti. Per esempio conversione di codice per altri set di caratteri, oppure pilotaggio di punti singoli per stampanti a matrice con possibilità di stampa di curve, o la realizzazione di un'interfaccia di comunicazione con il computer (l'esempio più semplice: interfaccia bidirezionale con una macchina da scrivere), od il collegamento di una tastiera con funzioni particolari al secondo PIO ... ed altri ancora. ■

NOVITÀ - NOVITÀ - NOVITÀ
multimetri digitali tascabili
CIE
Robusti e leggeri, sicuri e precisi, belli da vedere e facili da usare, protetti contro i sovraccarichi. Forniti con pratica borsa morbida per il trasporto, coppia di puntali e cavetti di sicurezza, fusibile e manuale d'istruzione in inglese.
Distribuiti dalla
G.B.C. italiana
DISPLAY A CRISTALLI LIQUIDI
3 1/2 digit
L. 90.700 +IVA
TS/3000-00
Mod. 5608
"Super Slim"
Selezione delle portate con commutatore rotante
8 funzioni - 28 portate
Dimensioni: 150x82x26 mm
Peso: 250 g
TENSIONE c.c.
Portate: 200 mV - 2 V - 20 V - 200 V - 1000 V
Risoluzione: 100 μV sulla portata 200 mV
Precisione: ± 0,8% della lettura + 1 cifra (su tutte le portate)
TENSIONE c.a.
Portate: 200 mV - 2 V - 20 V - 200 V - 1000 V
Precisione: ± 1,5% della lettura + 4 cifre (portate da 200 mV a 200V)
± 2% della lettura + 4 cifre (portata 1000 V)
RESISTENZA
Portate: 200 Ω - 2 kΩ - 20 kΩ - 200 kΩ - 2 MΩ - 20 MΩ
Risoluzione: 0,1 Ω (portata 200 Ω)
CONDUTTANZA
Portate: 2 μS - 200 nS
Risoluzione: 1 nS e 0,1 nS (secondo le portate)
Precisione: ± 2% della lettura + 2 cifre (portata 2 μS)
± 4% della lettura + 10 cifre (portata 200 nS)
CORRENTE c.c.
Portate: 200 μA - 2 mA - 20 mA - 200 mA - 10 A
Risoluzione: 0,1 μA (portata 200 μA)
Precisione: ± 0,8% della lettura + 1 cifra
± 1% della lettura + 1 cifra (portata 10 A)
CORRENTE c.a.
Portate: 200 μA - 2 mA - 20 mA - 200 mA - 10 A
Precisione: ± 0,8% della lettura + 4 cifre
± 1% della lettura + 4 cifre (portata 10 A)
PROVA DIODI
Prova di conduzione e non, prova di cortocircuito
PROVA TRANSISTORI
Misura del valore HFE tra 0 e 1000 dei transistori PNP/NPN
L. 97.500 +IVA
TS/3010-00
Mod. 7608
Selezione delle portate con 8 tasti disposti su una fila
7 funzioni - 26 portate
Dimensioni: 191x87x46 mm
Peso: 350 g
TENSIONE c.c.
Portate: 200 mV - 2 V - 20 V - 200 V - 1000 V
Risoluzione: 100 μV sulla portata 200 mV
Precisione: ± 0,8% della lettura + 1 cifra (su tutte le portate)
TENSIONE c.a.
Portate: 200 mV - 2 V - 20 V - 200 V - 750 V
Precisione: ± 1,2% della lettura + 4 cifre (portate da 200 mV a 200 V)
± 2,5% della lettura + 4 cifre (portata 750 V)
RESISTENZA
Portate: 200 Ω - 2 kΩ - 20 kΩ - 200 kΩ - 2 MΩ - 20 MΩ
Risoluzione: 0,1 Ω (portata 200 Ω)
CORRENTE c.c.
Portate: 2 mA - 20 mA - 200 mA - 2000 mA - 10 A
Risoluzione: 1 μA (portata 2 mA)
Precisione: ± 0,8% della lettura + 1 cifra
± 1% della lettura + 1 cifra (portata 10 A)
CORRENTE c.a.
Portate: 2 mA - 20 mA - 200 mA - 2000 mA - 10 A
Precisione: ± 0,8% della lettura + 4 cifre
± 1% della lettura + 4 cifre (portata 10 A)
PROVA DIODI
Prova di conduzione e non, prova di cortocircuito
PROVA TRANSISTORI
Misura del valore HFE tra 0 e 1000 dei transistori PNP/NPN
In vendita presso tutti i migliori rivenditori

Il computer di Selezione

SEL-COM CP/M

Con la sigla SEL-COM (Computer di Selezione) la nostra rivista intende presentare in una serie di articoli un computer a 8 bit con struttura modulare a bus. La configurazione base è fatta di 3 schede Eurocard. Questa serie di articoli descriveranno il sistema nei suoi aspetti hardware e software.

ing. Ennio De Lorenzo

Selezione presenta in una serie di articoli il classico computer ad 8 bit con struttura modulare a BUS. I moduli sono realizzati su schede EUROCARD (100 x 160 mm). La configurazione base consta di 3 schede: la scheda centrale ospita la CPU (il microprocessore Z-80), 64K di RAM e 4K di EPROM, quella d'interfaccia consente il trasferimento dei dati con la periferia (terminale video e stampante), la terza controlla lo scambio d'informazioni con la memoria di massa (i floppy disc) ed il caricamento del noto sistema operativo CP/M. Chi volesse rinunciare ai dischi, ha la possibilità di far girare il sistema sotto il controllo di un semplice MONITOR in EPROM operando con 2 sole schede.

Il BUS è il noto ECB (Euro Card Bus), molto diffuso e per il quale esiste sul mercato una vasta gamma di schede compatibili. In seguito verranno presentate schede di ampliamento (p.es. programmatore di EPROM, schede di conversione A/D e D/A, schede di conversione di potenza, ecc.). Il SEL-COM potrà quindi venir configurato per diverse applicazioni: sistema di sviluppo, personal computer, controllore di processo oppure semplicemente come dispositivo per acquisire esperienza e familiarità con il mondo dei microcomputer.

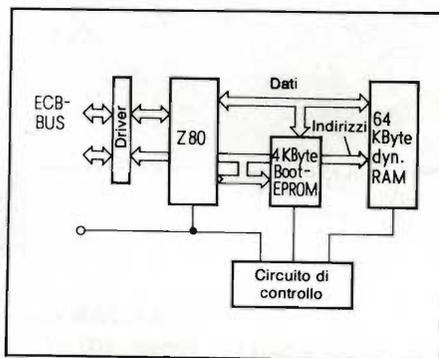



Fig. 1 - Lo schema a blocchi della scheda CPU.

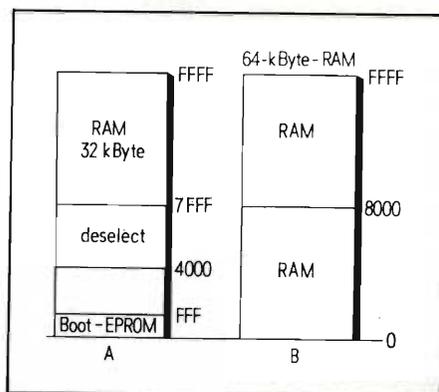



Fig. 2 - La disposizione (mappa) di memoria in due diverse fasi dello "start up" del SEL-COM. La configurazione A si verifica allo start (RESET). La situazione B appare non appena il programma di MONITOR si è copiato nell'area superiore di RAM ed è partito.

La serie di articoli che ora iniziamo, descrive il sistema nei suoi aspetti hardware e software.

Coloro che non volessero esibirsi nell'hardware potranno acquistare le schede montate e collaudate.

CP/M

CP/M è un nome ben noto nell'area dei microcomputer: si tratta del sistema operativo sviluppato dalla DIGITAL RESEARCH. Oggi tutti i sistemi che si basano sulle CPU 8080/8085, Z80 o 8086 hanno come corredo il CP/M od una sua versione. Sistemi con altre CPU si sono affrettati ad adattarlo. La scelta dell'IBM, della Digital Equipment e della Hewlett-Packard di montare il CP/M sui propri personal ne ha fatto uno standard di fatto. I linguaggi di programmazione accettati, oltre all'assembler, sono il BASIC il FORTRAN, l'ALGOL, il COBOL, il PASCAL, il PL/1, il "C", l'APL, il FORTH, il LISP ed altri ancora. Sul mercato esistono centinaia se non migliaia, di programmi applicativi e di sistema sviluppati sotto CP/M, e quindi facilmente trasferibili da un sistema all'altro: dai classici gestionali (fatturazione, contabilità, magazzino, ecc.), al trattamento dei testi (word processing) più o meno sofisticato, ai pro-

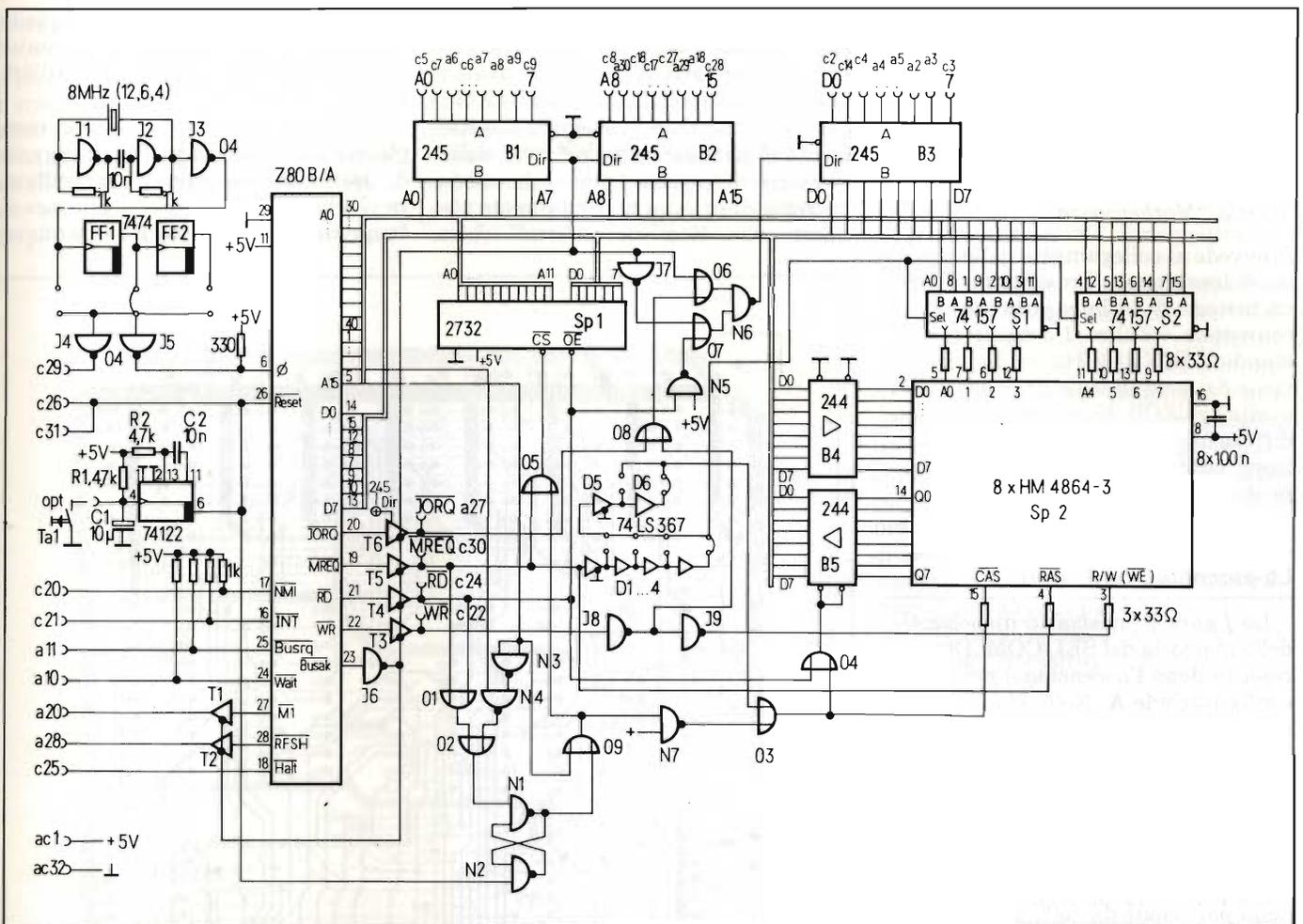



Fig. 3 - Il circuito completo della scheda CPU.

grammi scientifici, ai giochi e così via. La sua scelta per il SEL-COM fu d'obbligo.

Il microprocessore: lo Z-80

La CPU del SEL-COM è lo Z80 (prodotto in Italia dalla SGS-ATES su licenza Zilog). Nel campo degli 8 bit, questo microprocessore si può considerare "leader" per diverse ragioni: ha piena compatibilità di software a livello applicativo con il famoso 8080 (quindi può usufruire anche del software già esistente per questo microprocessore); la sua famiglia consta di componenti progettati per formare un sistema tecnicamente coerente e omogeneo in se stesso (controllo del sistema, degli interrupt e di priorità tutti implementati in ogni singolo componente), è rivolto sia verso i calcolatori a 16 bit (istruzioni aritmetiche a 16 bit, diversi modi di indirizzamento, elaborazione di blocchi di dati, complessa ed efficente struttura di interrupt), che verso le applicazioni di controllo tipiche per i processori a 4 bit (operazioni su singolo bit ecc.).

Questo microprocessore possiede inoltre un notevole numero di registri interni ed un fornito set di istruzioni.

Il SEL-COM lavora con una CPU da 4 MHz e, con RAM veloci anche con 6 MHz. Tutto il sistema è progettato per lavorare con 6 MHz.

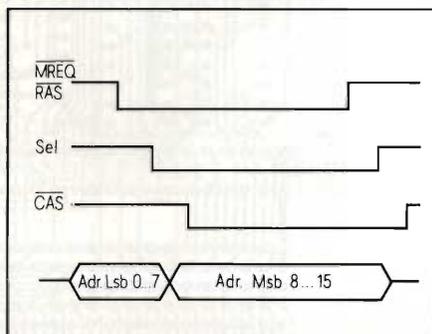



Fig. 4 - Il timing per un accesso di memoria. I multiplexers S1 e S2 applicano gli 8 bit inferiori degli indirizzi alle memorie RAM (sel = "1"). MREQ prepara l'erogazione dei dati dalla riga indirizzata ed il refresh. Con sel = "0" i multiplexers presentano gli indirizzi superiori. Con CAS vengono erogati i dati ora completamente indirizzati. RAS chiude il ciclo di refresh.

Breve descrizione delle 3 schede base:

Scheda CPU

Ospita il microprocessore Z80, 64 K di RAM dinamiche ed una EPROM con un programma MONITOR e di BOOTSTRAP per il caricamento del sistema operativo CP/M dai floppy disc.

Scheda di Input/Output

Presenta un SIO (Serial Input Output) con due canali seriali e relative interfacce RS 232, un generatore di "Baudrate", un PIO (Parallel Input Output) con 16 linee d'entrata ed uscita parallele. I due canali seriali del SIO sono previsti per il terminale video e la stampante.

Scheda Floppy Disc Controller

Il cuore delle schede è l'integrato FD 1797 della Western Digital che è in grado di pilotare dischi da 5" e da 8" sia in

singola che in doppia densità. Per i dischi da 8" sceglieremo la singola densità (formato IBM) per restare compatibili con il formato standard CP/M (A1).

Scheda "Motherboard"

Provvede al collegamento delle schede tra di loro tramite il cosiddetto "BUS": un insieme di 64 linee parallele fra un connettore e l'altro. I connettori sono standard DIN 41612 (a+c). La disposizione dei segnali sulle linee del BUS è quella dell'ECB (Euro Card Bus) molto diffuso in campo industriale d'automazione, controlli di processo, acquisizione dati, ecc...

La procedura dello start

La *figura 2* mostra la disposizione della memoria del SEL-COM. Dopo un reset (o dopo l'accensione) persiste la configurazione A. Nello spazio di memoria superiore (da 8000 a FFFF) si trovano 32 K di RAM, in quello inferiore (da 0000 a 7FFF) la logica di "BOOTSTRAP".

Da 0000 a 0FFF 4K di EPROM e da 4000 a 7FFF un port di I/O. Se in situazione A viene effettuata una lettura nella partizione da 4000 a 7FFF, nello spazio inferiore di memoria viene cancellata la EPROM ed inserita la RAM e subentra la situazione B (64 K di memoria RAM ininterrotta da 0000 a FFFF.

Il procedimento è il seguente: per prima cosa viene trasferito il programma di MONITOR dalla EPROM nello spazio di memoria superiore con l'ausilio delle istruzioni di "Blockmove". Quindi viene effettuato un salto nel programma di MONITOR nell'area superiore.

Da cola' viene eseguita una istruzione di caricamento p. es. all'indirizzo 7000: questa operazione provoca il "caricamento" della RAM nell'area di memoria inferiore e la "cancellazione" della EPROM dalla stessa area. Ora parte il MONITOR servendosi di uno dei due canali SIO sulla scheda d'interfaccia. A questo punto il CP/M può venir caricato dai dischi con un comando del MONITOR.

La scheda CPU

La *figura 2* visualizza lo schema a blocchi della scheda CPU. Lo Z-80 comunica con la memoria sulla scheda (RAM ed EPROM) tramite un BUS interno. L'EPROM serve per poter portare in RAM un programma dopo l'accensione del sistema (operazione di "Bootstrap"). Per la RAM vengono usati i nuovi componenti dinamici da 64 Kbit. Lo Z-80 è in grado di eseguire direttamente l'operazione di "refresh" delle memorie dinamiche, poichè possiede un registro interno appositamente per questo uso. Il BUS "interno" della scheda CPU è collegato con quello "esterno" ("Motherboard") tramite componenti di pilotaggio di linea ("driver").

La *figura 3* mostra il circuito complessivo della scheda CPU. Il segnale di clock viene derivato da un oscillatore al quarzo seguito da un divisore di frequenza che permette di usare quarzi

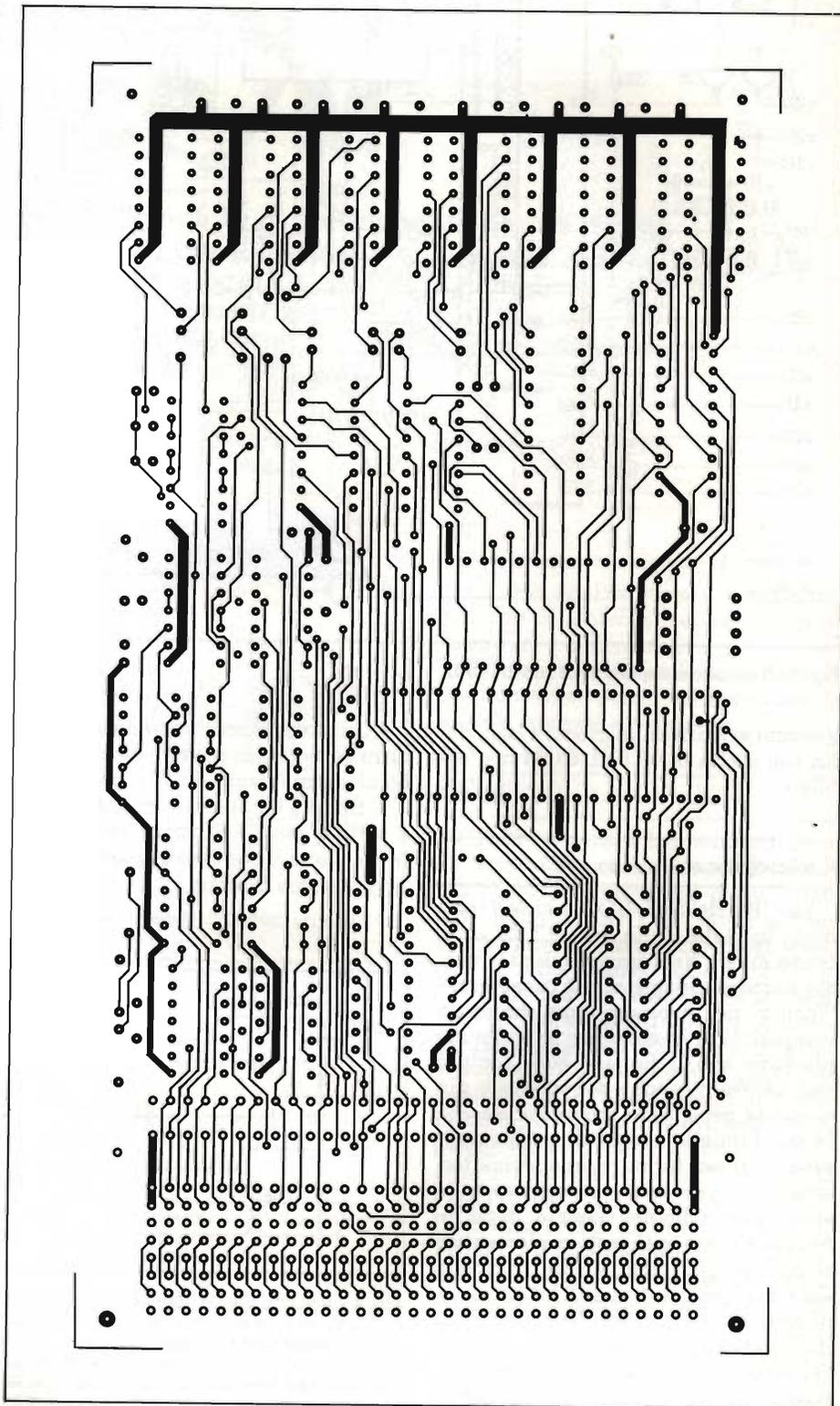



Fig. 5 - Il lato componenti della scheda.

diversi. La frequenza standard del Quarzo è 8 MHz. Il divisore di frequenza porta alla CPU 4 MHz. La scheda è in grado di lavorare anche con 6 MHz usando appunto un Quarzo da 6 MHz senza divisore. In questo caso - a causa dell'EPROM più lenta - bisogna lavorare all'inizio (operazione di "Bootstrap") con una frequenza di clock più bassa inserendo un deviatore fra l'entrata di J4 e J5 e le uscite di FF1 e FF2 (avendo a disposizione EPROM abbastanza veloci (<200 ns) questo procedimento non è più necessario).

Con 6 MHz occorre usare RAM dinamiche abbastanza veloci (150 ns). Il circuito venne collaudato in laboratorio con 6,2 MHz. Ove non sia espressamente necessario è consigliata la frequenza "normale" di 4 MHz, poichè a 6 MHz si potrebbero riscontrare della difficoltà con qualche circuito periferico su altre schede.

Fig. 6 - Il lato saldature della scheda. La foratura per il connettore tutta a sinistra può venir tolta.

La logica di RESET

La logica di RESET viene gestita dal flip-flop FF3.

All'accensione il condensatore C1 si carica tramite la resistenza R1. Non appena la tensione di C1 raggiunge una certa soglia, FF3 fornisce all'uscita un impulso la cui lunghezza viene determinata da C2, R2. Non bisogna usare un segnale statico, poichè in questo caso le memorie dinamiche non ricevono il "refresh" e l'informazione presente nella RAM andrebbe perduta: questo è particolarmente importante qualora il RESET venga eseguito tramite il pulsante in parallelo a C1.

La linea di RESET porta anche al circuito di "Bootstrap" e precisamente all'entrata di N2.

N1 e N2 formano insieme un flip-flop di tipo RS. Dopo un impulso di reset (attivo basso) avremo un "1" all'uscita di N2 ed uno "0" all'entrata di O9. Lo stato dell'indirizzo A15 viene condotto avanti all'entrata di O5 e N7. Se il segnale A15 è "0", O5 è passante e con MREQ viene attivata la EPROM Sp1.

Contemporaneamente l'uscita di N7 va a "1" e O3 viene sbarrato. In altre parole l'uscita di O3 è a "1" e la RAM resta esclusa. Se A15 si trova a "1" l'EPROM viene esclusa e la RAM inserita. Dopo il trasferimento del contenuto della EPROM nell'area superiore della RAM, il circuito di "Bootstrap" viene commutato con un accesso nell'area fra 4000 e 7FFF ed i circuiti N3, N4, O1 e O2: in questo caso l'uscita di O2 si trova a livello "0".

La gestione della RAM dinamica

Il Bus dei dati è permanentemente presente alle entrate del banco di memoria tramite il "driver" B4. Le uscite dei dati vengono presentate al BUS da B5 solamente durante un accesso di lettura. Il BUS degli indirizzi viene multiplessato: i multiplexers S1 e S2 commutano prima gli 8 bit superiori e poi quelli inferiori del BUS degli indirizzi. La *figura 4* visualizza il "timing" della RAM dinamica. Il segnale di "refresh" viene attivato da MREQ, che è portato direttamente all'entrata RAS (Row Address Select = selezione dell'indirizzo di riga) della memoria. Il segnale MREQ raggiunge - ritardato da D1 ... D4 - anche i multiplexers commutando

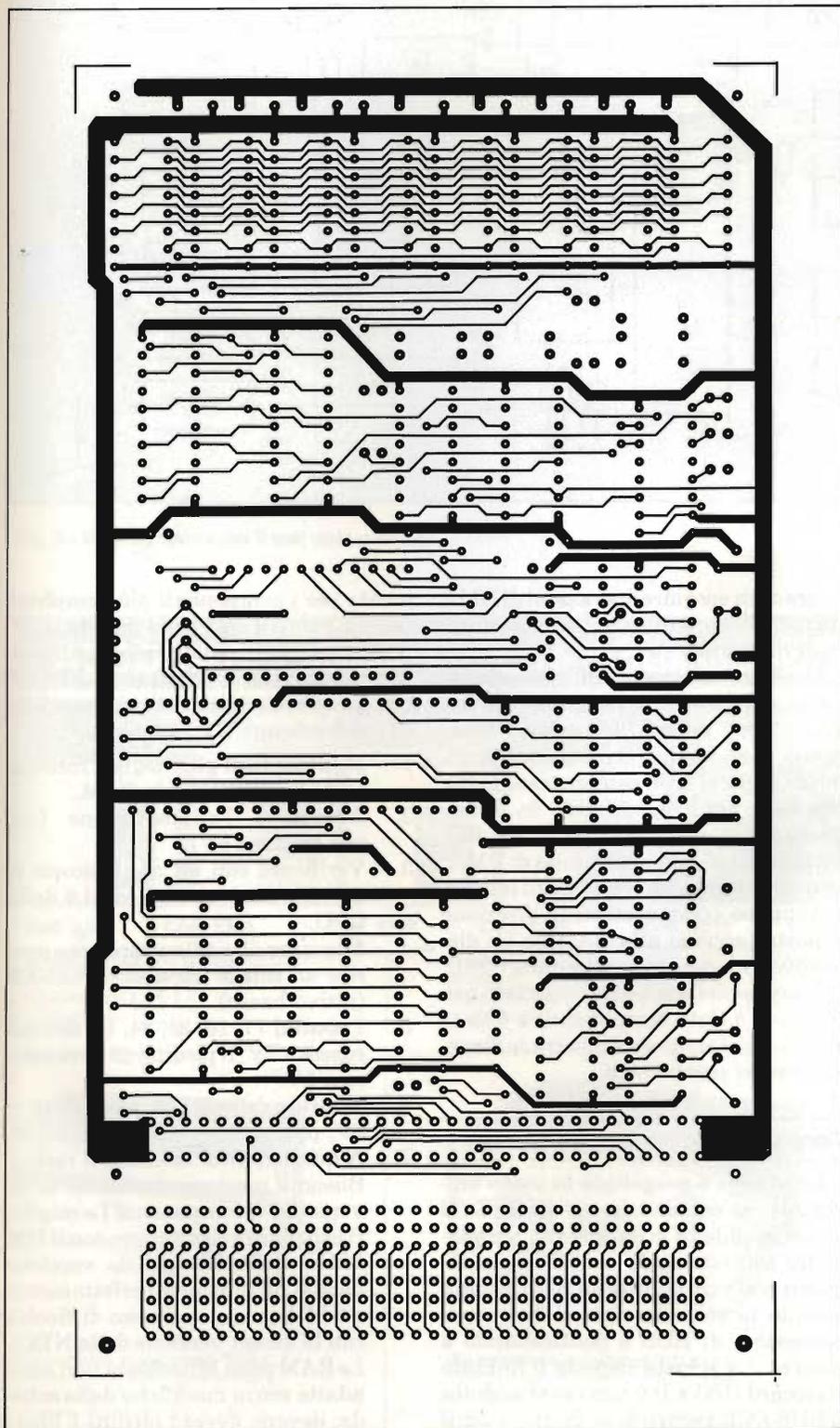
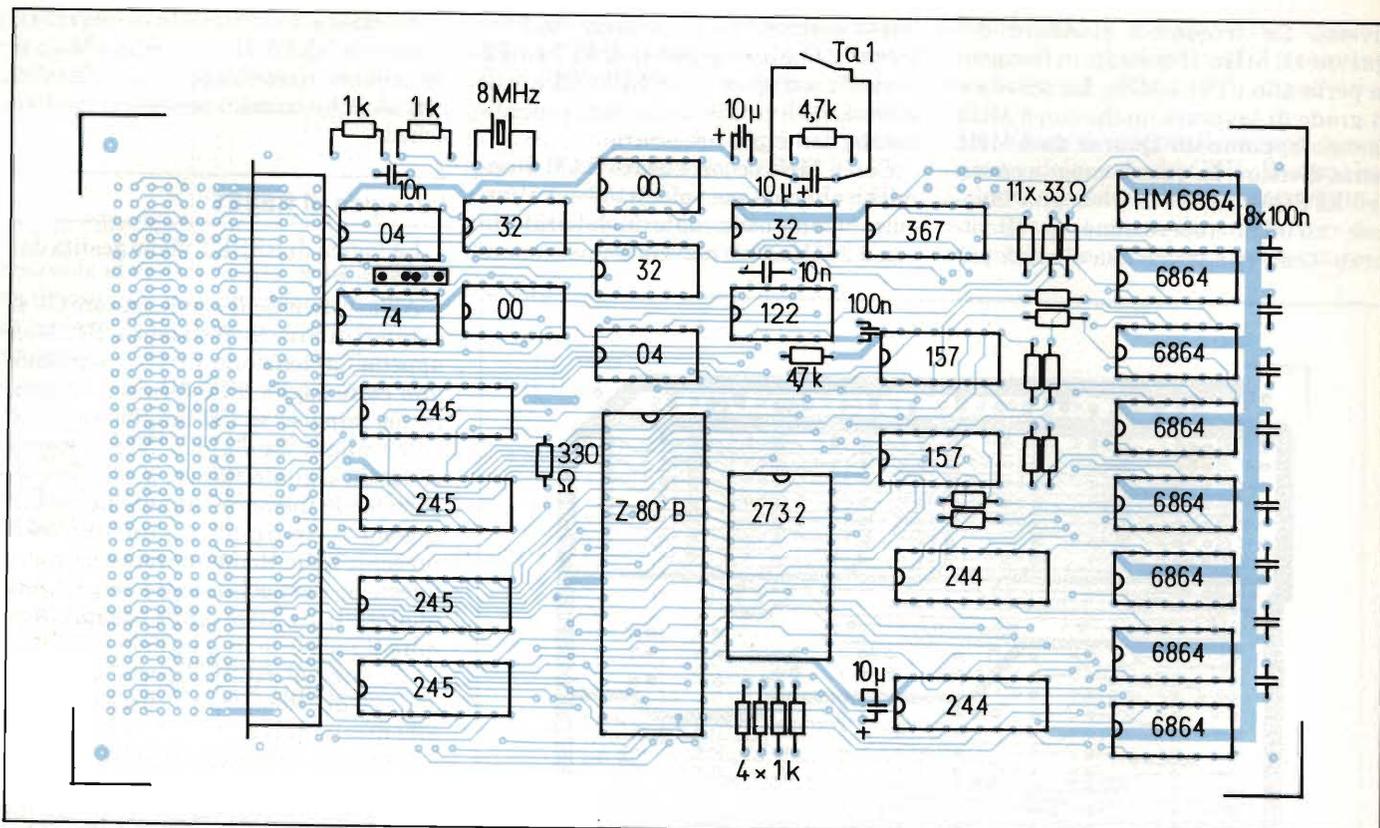



Fig. 7 - La disposizione dei componenti.

l'indirizzo. MREQ viene ritardato nuovamente da D5 e D6 e raggiunge l'entrata di O3. Se O3 è libero, il segnale raggiunge O4 ed inizia l'accesso alla memoria con CAS (Column Address Select = selezione dell'indirizzo di colonna). Il segnale raggiunge attraverso O5 infine anche il "driver" B5 che viene aperto durante un ciclo di lettura.

Il BUS interno nello Z-80 è separato da quello esterno (ECB) dai "driver" B1 ... B3. Il gruppo di componenti J7, O7, O6, N5, O8, e N6 controlla la direzione del flusso dei dati nei suddetti "drivers". Ciò è necessario per due ragioni. Primo, bisogna distinguere fra un'area di indirizzi interna ed una esterna. Secondo, la scheda deve essere in grado di eseguire operazioni di DMA (Direct Memory Access = accesso diretto di memoria).

Durante un accesso di memoria interna i componenti B1 ... B3 devono venir "tolti" dalla CPU, mentre durante una richiesta di I/O i dati raggiungono la CPU dal BUS esterno tramite B3, che deve venir commutato in conseguenza dell'operazione in corso. BUSREQ segnala un'operazione di DMA: in questo caso i "drivers" degli indirizzi vengono commutati nella direzione opposta (accesso alla RAM da un dispositivo esterno invece che dalla CPU).

Il layout della scheda è riportato nelle *figure 5* (lato componenti) e *6* (lato saldature). La *figura 7* mostra la disposizione dei componenti.

Fig. 8 - Il segnale IORQ.

Consigli per il montaggio

La scheda è progettata in modo universale: si può usarla sul BUS ECB (consigliabile se si desiderano ampliamenti con schede da acquistare in seguito), o si può definire un BUS proprio usando la seconda riga di fori per il connettore di BUS e ponticellando a piacere. La scheda rispetta il formato Eurocard (100 x 160 mm) se si addotta il BUS ECB togliendo la foratura per il BUS "personalizzato".

Si consiglia l'uso di zoccoli specialmente per i componenti più complessi per facilitare il test della scheda.

Montare per primi i componenti passivi e collegare il pulsante di RESET con un cavetto intrecciato in parallelo al condendatore C1.

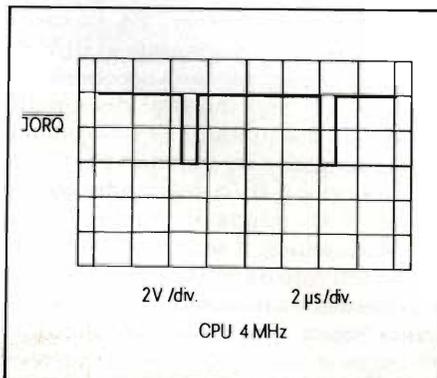
1. Montare tutti gli integrati meno la CPU la EPROM e le RAM.
2. Accendere l'alimentazione (per ora bastano 5V).
3. Verificare con un oscilloscopio il segnale di clock ai piedini 6 della CPU.
4. Misurare al piedino 26: deve apparire un sottile impulso di RESET (attivo basso).
5. I piedini 17, 16, 25, 24, 11, devono essere a 5V. Il piedino 29 deve essere a 0V.
6. Verifica delle RAM: piedino 16 = 0V, piedino 8 = +5V.
7. A questo punto montare il resto. Bisogna prestare attenzione ai diversi tipi di componenti! Le migliori esperienze risultarono con il HM 6864-3 della Hitachi (la versione da 200 ns funziona perfettamente a 6 MHz, mentre ci sono difficoltà con la stessa versione della NEC). Le RAM della Mitsubishi non sono adatte senza modifiche della scheda: devono avere i piedini 1 liberi altrimenti non funzionano! Tagliando le piste ai piedini 1 lavora-

```
 1:        MACRO-80 3.44   09-Dec-81        PAGE    1
 2:
 3:
 4:
 5:
 6:
 7:                              ;      title        test di memoria              4.01.84/del
 8:                              ;      ################################
 9:                              ;
10:                              ;      programma per il test di memoria SELCOM
11:                              ;
12:                              ;      visualizzazione dei segnali CAS e DATI all' oscilloscopio
13:                              ;
14:                              ;
15:                              ;
16:
17:                                     .Z80
18:   0000'                             aseg
19:                              ;
20:   8000                       addr   equ     8000h   ;scrivi e leggi in (8000)
21:
22:                                     org     0400h
23:
24:   0400    3E 00              loop:  ld      a,0     ;sctivi e leggi 00h = 0000 0000b
25:   0402    32 8000                   ld      (addr),a
26:   0405    3A 8000                   ld      a,(addr)
27:
28:   0408    3E FF                     ld      a,0ffh  ;scrivi e leggi ffh = 1111 1111b
29:   040A    32 8000                   ld      (addr),a
30:   040D    3A 8000                   ld      a,(addr)
31:
32:   0410    18 EE                     jr      loop
33:                              ;
34:                              ;
35:                                     end
```

Fig. 9 - Un programma per il test della memoria.

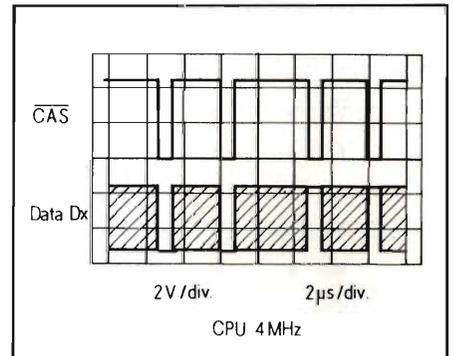



Fig. 10 - Segnali generati dal programma di test in memorie funzionanti.

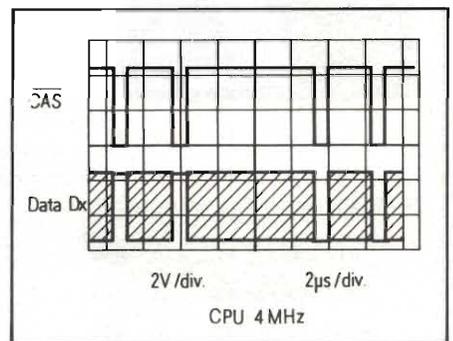



Fig. 11 - Lo stesso test di Fig. 10, con un'altra situazione di trigger.

	a		c	
+5V	o	1	o	+5V
D5	o	2	o	D0
D6	o	3	o	D7
D3	o	4	o	D2
D4	o	5	o	A0
A2	o	6	o	A3
A4	o	7	o	A1
A5	o	8	o	A8
A6	o	9	o	A7
-WAIT	o	10	o	
-BUSRQ	o	11	o	IEI
A18	o	12	o	A19
+12V	o	13	o	
	o	14	o	D1
-5V	o	15	o	-15V
2PHI	o	16	o	IEO
A17	o	17	o	A11
A14	o	18	o	A10
+15V	o	19	o	A16
-M1	o	20	o	-NMI
	o	21	o	-INT
(-12V)	o	22	o	-WR
	o	23	o	
VC MOS	o	24	o	-RD
	o	25	o	-HALT
	o	26	o	-PWRCL
-IORQ	o	27	o	A12
-RFSH	o	28	o	A15
A13	o	29	o	PHI
A9	o	30	o	-MREQ
-BUSAK	o	31	o	-RESET
GND	o	32	o	GND

```
 1:
 2:
 3: ;        title   selcomboot               4.01.84/del
 4: ;        !!!!!!!!!!!!!!!!!!!
 5: ;
 6: ;        programma per il caricamento iniziale del monitor
 7: ;        (o altri programmi da eprom in ram.
 8: ;
 9: ;
10:          .on
11:          aseg
12: ;
13: ;
14: ;
15:          org     000h
16: ;
17: ;
18:          .phase  0efe3h          ;per calcolo indirizzi
19: ;
20: ;
21:          ld      sp,0fffh        ;carica sp provvisoriamente
22:          ld      a,0c9h          ;carica istruz. RET
23:          ld      (0f00h),a       ;in f000
24:          call    0f00h           ;per definire l' indirizzo della rom
25: ;
26: iniz:    dec     sp              ;indirizzo di ritorno
27:          dec     sp              ;
28:          pop     de              ;in DE
29:          ld      hl,main-iniz    ;aggiungere differenza
30:          add     hl,de           ;
31:          ld      de,0f00h        ;indirizzo caricamento
32:          ld      bc,0fffh        ;lunghezza del blocco da trasferire
33:          ldir                    ;trasferici in RAM
34:          jp      0f00h           ;lancia programma trasferito
35: ;
36: ;
37:          .dephase
38:          .phase  0f00h
39: ;
40: ;
41: main:    ld      a,(7000h)       ;inserisci RAM nell' area inferiore
42:                                  ;di memoria
43:                                  ;------inizio programma utente-------
```

Fig. 13 - Un programma di "Bootstrap".

presentare impulsi, che per la maggior parte del tempo sono a livello "1": è il segnale per l'accesso al SIO, che deve essere presente anche se il componente periferico non è collegato. Se manca il segnale vuol dire che c'è un errore sulla scheda (vedi il diagramma degli impulsi in *figura 8*).
Se non dovessero esserci impulsi, verificare tutte le saldature; se non tura e di lettura. I diagrammi sono riportati in *figura 10* e *11*. Le due figure differiscono solamente per lo start di trigger.
Con un canale si visualizzano i dati D0 ... D7 direttamente alla CPU, mentre con l'altro canale si visualizza il segnale "CAS" (direttamente alla resistenza di 33 Ω).

12. La scheda CPU dovrebbe essere ora funzionante.

ALIMENTATORI STABILIZZATI

Alimentatore stabilizzato "FALKOS"
Con protezione elettronica.
Tensione di ingresso: 220 V - 50 Hz
Tensione d'uscita regolab.: 3 ÷ 14 Vc.c.
Corrente d'uscita: 2,5 A
Dimensioni: 160 x 75 x 115
NT/0060-00

Alimentatore stabilizzato "FALKOS"
Con protezione elettronica.
Tensione di ingresso: 220 V - 50 Hz
Tensione d'uscita: 12,6 Vc.c.
Corrente d'uscita: 2,5 A
Dimensioni: 160 x 75 x x115
NT/0050-00

Alimentatore stabilizzato "FALKOS"
Con protezione elettronica.
Tensione di ingresso: 220 V - 50 Hz
Tensione d'uscita: 12,6 Vc.c.
Corrente d'uscita: 3,5 A
Dimensioni: 160 x 75 x 115
NT/0055-00

Alimentatore stabilizzato "GBC"
Con strumento indicatore e protezione contro il cortocircuito
Tensione d'ingresso: 220 V - 50 Hz
Tensione d'uscita: 6 ÷ 14 Vc.c.
Corrente d'uscita: 2,5 A
Dimensioni: 180 x 160 x 78
NT/0410-00

Alimentatore stabilizzato "GBC"
Con protezione elettronica contro il cortocircuito
Tensione d'uscita: 6 ÷ 14 Vc.c.
Corrente d'uscita max: 2,5 A
Alimentazione: 220 V - 50/60 Hz
Dimensioni: 180 x 155 x 78
NT/0210-00

Alimentatore stabilizzato "GBC"
Con protezione elettronica contro il cortocircuito
Tensione d'ingresso: 220 V - 50 Hz
Tensione d'uscita: 12,6 V
Corrente d'uscita: 5 A
Dimensioni: 180 x 140 x 78
NT/0085-00

Alimentatore stabilizzato "G.B.C."
Con protezione elettronica contro il cortocircuito
Tensione d'ingresso: 220 V - 50 Hz
Tensione d'uscita: 12,6 Vc.c.
Corrente max d'uscita: 8 A
Dimensioni: 200 x 190 x 100
NT/0091-00

Alimentatore stabilizzato "G.B.C."
Con strumenti di misura e protezione elettronica contro il cortocircuito
Tensione d'ingresso: 220 V - 50 Hz
Tensione d'uscita regolabile: 6 ÷ 14 Vc.c.
Corrente max d'uscita: 8 A
Dimensioni: 200 x 190 x 100
NT/0528-00

Alimentatore stabilizzato "G.B.C."
Con strumenti di misura e protezione elettronica contro il cortocircuito
Tensione d'ingresso: 220 V - 50 Hz
Tensione d'uscita regolabile: 6÷14 Vc.c.
Corrente max d'uscita: 12 A
NT/0530-00

COMPONENTI

CMOS RAM statica da 16K

Offrendo la possibilità di 3 diversi pin-out, la nuova RAM statica da 16K della RCA Solid State consente ai progettisti di realizzare varie opzioni di interfaccia con i microprocessori in modo da ottenere il massimo di velocità e di potenza.
Oltre all'attuale pin-out della 6116, vengono offerte le ultime due versioni denominate CDM6117 e CDM7118.
Incapsulate in package plastici, le ultime due RAM sono disponibili in due diverse versioni per quel che riguarda il tempo di accesso e la corrente di standby. I dispositivi con il suffisso E1 presentano tempi di accesso massimo di 250 ns e correnti di standby di 100 μA.
I chip con suffisso E2 sono invece caratterizzati da 200 ns e 30 μA.
Per entrambi la massima corrente di funzionamento è di 35 mA. Tutti i dispositivi possono funzionare nel campo di temperatura da 0 a 70 °C.

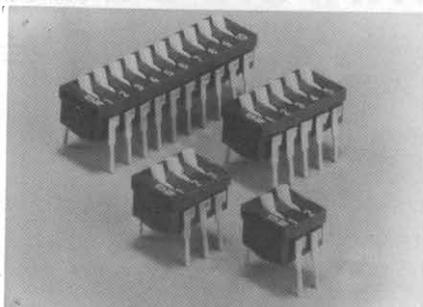
RCA
P.zza San Marco, 1
Milano

Cavi a fibre ottiche

La Eurotec costruisce una vasta gamma di cavi e fasci di fibre ottiche in vetro per guida-luce.
Possono avere un diametro da 1 mm fino a 12÷15 mm con una lunghezza massima di 5 m: avendo una dispersione di 1000 dB/km, non possono essere utilizzate per trasmissione dati in telefonia, ma solo per portare segnali ottici su corte distanze.
Servono dunque o per illuminare parti di macchine di difficile accesso o per illuminare microscopi o quadri elettrici (con una sola sorgente luminosa si possono avere oltre 100 punti luminosi di uscita) o per sostituire le più ingombranti cellule fotoelettriche. Con rivestimento esterno in PVC o in tubo metallico flessibile, sono adatte anche per uso industriale.

R.I.N.E.T.
C.so G. Ferraris, 75
Torino

DIP switch a tenuta stagna

Il DIP switch CDA disponibile dalla Isitalia è stato costruito secondo le dimensioni dei contenitori DIP utilizzati per i circuiti integrati.
Le sue piccole dimensioni gli permetto-

DIP switch CDA progettato per garantire un'elevata affidabilità di funzionamento anche nel caso di rare commutazioni spaziate nel tempo.

no di essere inserito automaticamente come gli altri componenti.
Il CDA è a completa tenuta stagna. Può sopportare fasi di lavaggio e di saldatura senza che le sue caratteristiche meccaniche o elettriche vengano alterate.
La completa impermeabilità del CDA ne consente la saldatura sul circuito stampato con gli altri componenti, evitando operazioni successive.
Per assicurare una eccellente commutazione delle tensioni di debole intensità, i contatti del CDA sono argentati. Il meccanismo è progettato per garantire una elevata affidabilità di funzionamento, anche nel caso di rare commutazioni spaziate nel tempo. È prevista una versione "a leva integrata" che, lasciando la faccia superiore del CDA priva di asperità, impedisce commutazioni accidentali e ne permette l'inserimento automatico.
A seconda delle necessità, il CDA può essere fornito in versione singola o in barrette da 2 a 16 punti di contatto.

ISITALIA
V.le Milanofiori, A/4
Assago (MI)

Condensatori elettrolitici per alte temperature

Il condensatore elettrolitico di tipo assiale PEG 124 della RIFA, a basse perdite, bassa ESR ed elevata corrente di picco, ha una durata minima di 2500 ore a 125 °C, 15.000 ore a 100 °C e 86.000 ore a 70 °C.
Per ottenere queste caratteristiche la RIFA ha realizzato nuovi sviluppi tecnologici, come un elettrolita per alte temperature e stabilità elevata e nuovi metodi di formazione e invecchiamento preventivo.

RACOEL
C.so di Porta Romana, 121
Milano

Gate array CMOS da 1,2 K gate

La National Semiconductor ha annunciato la disponibilità di un dispositivo da 1200 gate, che si aggiunge agli altri della famiglia SCX di gate array CMOS ad alte prestazioni.
Disponibile nella versione da 3 e da 2 micron, esso è fabbricato con il processo della National CMOS con doppio livello di metallizzazione - denominato M^2 CMOS - che permette di raggiungere velocità operative paragonabili alla S-TTL, ma con i ridotti consumi tipici della tecnologia CMOS.
Contraddistinti dalle sigle SCX6312 (3 micron) e SCX6212 (2 micron), questi gate array offrono un ritardo per gate tipico di 2 ns ed 1 ns rispettivamente.
Entrambi possiedono 4 copie di pin di alimentazione (positivo e massa), un pin per il test e 59 pin per i segnali di cui 17 solo ingressi e 42 bidirezionali I/O. Gli ingressi, sia quelli dedicati che quelli bidirezionali, possono essere selezionati in qualunque combinazione per compatibilità TTL o CMOS, con o senza resistenza di pull-up. Tutti i buffer di uscita sono in grado di pilotare fino a 10 carichi TTL-LS a 50 nF. L'intera famiglia SCX ha la caratteristica di poter forzare, su tutti i dispositivi, le uscite "alte", "basse" o "tri-state".

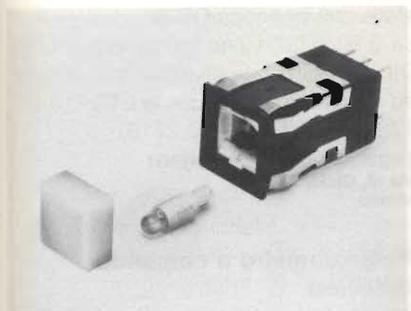
NATIONAL SEMICONDUCTOR
Via Solferino, 19
Milano

Raddrizzatori al germanio in TO-3

La GPD - Germanium Power Devices ha annunciato i due raddrizzatori GD60R4 (TO-3/60 Mil) e GD30R4 (TO-3/40 Mil), che offrono una bassa V_F, un'alta efficienza e basse perdite di potenza. Le correnti raddrizzate sono 60 A e 30 A rispettivamente, con valori momentanei fino a 600 A.

SYSCOM
Via Gran Sasso, 35
Cinisello B. (MI)

Raddrizzatori al germanio in TO-3 in grado di offrire alta efficienza e basse perdite di potenza.

COMPONENTI

Transistor di potenza del tipo FET-MOS per applicazioni lineari low band in banda laterale singola.

Wedge-base LED per pulsanti

LED T 1-3/4 con base a cuneo vengono proposti dalla Data Display Products per sostituire le lampade ad incandescenza nei pulsanti. Disponibili in 4 colori (rosso, ambra, giallo e verde), i LED della serie WB200 possono essere ordinati in due diversi livelli di luminosità, superluminoso o ad alta efficienza.
Questi LED sono dotati di un resistore incorporato che consente di avere un ampio range di tensione di alimentazione, da 2 a 24 Vcc. Possono inoltre essere alimentati con una tensione minore di 15V in alternata.

Data Display Products
P.O. Box 91072
Los Angeles, CA 90009 (USA)

Convertitori dati in package piatti miniatura

La Teledyne Semiconductor offre convertitori analogico-digitali CMOS e driver per display LCD/LED in un package piatto plastico compatto con 60 pin.
I dispositivi per queste loro caratteristiche sono particolarmente adatti quando ci sono problemi di spazio o si desidera aumentare la densità del sistema.

ELEDRA 3S
V.le Elvezia, 18
Milano

Rettificatori di potenza veloci

La Motorola introduce una serie di rettificatori ULTRAFAST dual-chip in contenitore TO-220.
Il dual-chip sostituisce due diodi assiali da 3 A, che normalmente richiedono la saldatura manuale al dissipatore, riducendo così il costo di assiemaggio.
I dispositivi MUR605CT, MUR610CT, MUR615CT e MUR620CT sono collegati in configurazione centertap e sono caratterizzati da un'uscita di 6A (3A per parte) a temperatura del contenitore di 130 °C e temperatura ambiente di 70 °C.
Il droping con platino permette un tempo massimo di recupero inverso di 35 ns e una bassa corrente inversa per funzionamento a tensione inversa fino a 200 V, senza incorrere in runaway termici. I nuovi rettificatori di potenza ULTRAFAST sono adatti per bassa corrente, elevata tensione di uscita per alimentatori switching, e inoltre sono utilizzati sia come invertitori sia come diodi free wheeling.

MOTOROLA
V.le Milanofiori, C2
Assago (MI)

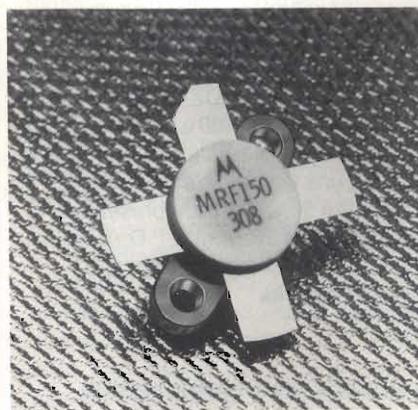
ROM da 256 Kbit

Le M23256 e M23256A della SGS sono ROM statiche da 262144 bit organizzate in 32768 per 8 bit.
Le memorie vengono fabbricate usando il processo N-channel Si-gate MOS ad alta densità e sono ideali per la memorizzazione di dati non volatile, quando alte prestazioni, grande capacità di memoria e interfacciamento semplice sono considerazioni di progetto importanti.
L'M23256A offre due chip select programmabili e un power down automatico.
L'M23256 offre tre chip select programmabili senza alcuna caratteristica di power down.
Gli ingressi e le uscite sono TTL compatibili; inoltre le uscite three state consentono l'interfacciamento col bus diretto.
Le ROM, che hanno un tempo di accesso di 250 ns, necessitano di una alimentazione singola a 5 V ± 10%.
I dispositivi sono disponibili in package plastico o ceramico dual-in-line a 28 pin.

SGS-ATES Componenti Elettronici
Via C. Olivetti, 2
Agrate B.za (MI)

Emettitori per fibra ottica a 100 MHz

Gli emettitori di infrarossi per sistemi a fibre ottiche MFOE1201 e MFOE1202 della Motorola sono LED planari proposti per l'industria, in grado di trasmettere dati in banda superiore a 100 MHz.
I dispositivi consentono ai sistemi a fibre ottiche di operare in aree precedentemente riservate ai più costosi edge-emitting LED ed ai diodi laser, con un risparmio significativo e vita più lunga.
Gli emettitori sono forniti in contenitore metallico TO-52, ermetico. I dispositivi sono studiati per applicazioni a fibre ottiche che richiedono potenza elevata e tempo di risposta veloce. Il picco di risposta è a 820 nm.
Con una potenza di uscita da 1 a 3,5 mW, il dispositivo rende economicamente validi i sistemi ad alta velocità per brevi e medie distanze.

MOTOROLA
V.le Milanofiori, C2
Assago (MI)

Lampade elettroluminescenti adatte per l'impiego in display a cristalli liquidi, strumentazione da veicolo, apparecchi telefonici; tra l'altro sono molto resistenti agli urti e alle vibrazioni e possono essere impiegate in ambienti severi.

FET TMOS per applicazioni low band

La Motorola ha introdotto 4 transistor di potenza in RF del tipo FET TMOS per applicazioni lineari low band in banda laterale singola.
L'MRF148 e l'MRF150 offrono rispettivamente una potenza di uscita di 30 e 150 W con una frequenza di 30 MHz ed alimentazione a 50V. L'MRF138 e l'MRF140 offrono rispettivamente una potenza di 30 e 150 W ad una frequenza di 30 MHz ed alimentazione a 28V.
Questi FET TMOS offrono elevato guadagno, elevata impedenza di ingresso, bassi valori di rumore e bassa distorsione di intermodulazione. Inoltre offrono un controllo del guadagno non ottenibile nella tecnologia bipolare.
I dispositivi hanno in particolare un guadagno compreso tra 15 e 18 dB con una distorsione di intermodulazione di − 60 dB.

MOTOROLA
V.le Milanofiori, C2
Assago (MI)

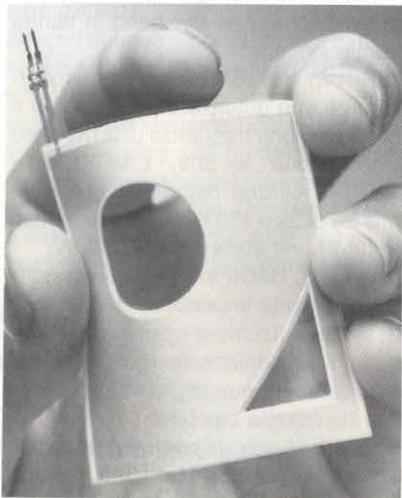
COMPONENTI

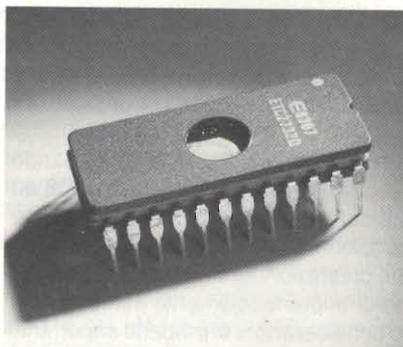
Transistor di potenza Sipmos

La Siemens ha perfezionato il processo di produzione e di conseguenza ha dimezzato la superficie del chip del transistor Sipmos, pur mantenendo inalterata la potenza; ciò ha consentito un miglioramento delle caratteristiche elettriche ed una riduzione di prezzo. I nuovi chip BUZ 7... consentono il passaggio di maggiori densità di corrente, per cui, nella gamma di tensione al di sotto dei 200V, è ammissibile un carico di corrente doppio; invariata rimane la doppia implantazione ionica delle zone di canale, accorciate ulteriormente e quindi in grado di contenere un maggior numero di transistor per ogni chip.
I transistor Sipmos BUZ 7... sono dimensionati per 50, 100, 400 e 500V e montati in custodie di plastica tipo TO 220. Il chip ha una superficie standard di 2,5 x 3,5 mm. Il BUZ 71/50 V presenta una impedenza inferiore di 0,1 Ω (R_{on}), pur avendo un chip dimezzato.

SIEMENS ELETTRA
Via F. Filzi, 25/A
Milano

Lampade elettroluminescenti

La G.M.T. Management Services ha annunciato una serie di EL ultra sottili, particolarmente adatte per l'impiego in display a cristalli liquidi, strumentazione da veicolo, pannelli di comando e luminose decorative, apparecchiature per l'aviazione e la marina, tastiere, apparecchi telefonici e naturalmente per l'illuminazione di membrane e di pannelli con switch sensibili al tatto.
Prodotte dalla Ball Engineering, le lampade "Microglow" hanno dimensioni comprese tra 0,008" e 0,014".
Le Microglow, oltre ad offrire un'elevata affidabilità, sono resistenti agli urti e alle vibrazioni e possono essere impiegate in ambienti severi.
Le lampade, che rimangono fredde nel funzionamento, sono disponibili nei colori verde, giallo, arancione, bianco freddo, bianco caldo e blu, e necessitano di un'alimentazione compresa tra 75 e 175 Vca (da 60 a 1000 Hz).

G.M.T. Management Service Ltd
186 Sloane Street
London SW1X 9QR (Inghilterra)

Lampade elettroluminescenti adatte per l'impiego in display a cristalli liquidi, strumentazione da veicolo, apparecchi telefonici; tra l'altro sono molto resistenti agli urti e alle vibrazioni e possono essere impiegate in ambienti severi.

Denominata ETC 2732 e prodotta dalla Thomson Semiconduttori questa EPROM è studiata per tutti i sistemi con una memoria programmabile ad alta densità progettata per un microprocessore CMOS.

CMOS PROM 4K x 8

La ETC 2732 prodotta dalla Thomson-Semiconduttori è una EPROM da 32 K, cancellabile con gli ultravioletti, a basso consumo e CMOS EPROM elettricamente riprogrammabile adatta per quelle applicazioni dove occorrono turn-around veloce, sperimentazione di pattern e basso consumo di energia.
Questa EPROM è studiata per tutti i sistemi con una memoria programmabile ad alta densità progettata per un microprocessore CMOS.
La EPROM è fabbricata con la tecnologia P^2CMOS silicon gate, e le sue caratteristiche principali sono un consumo di 26 mW nel funzionamento attivo e di 0,53 mW in standby, un tempo di accesso di 550 ns (ETC 2732-5) - 450 ns (ETC 2732) - 350 ns (ETC 2732-3), un'alimentazione singola a 5V.
Questa memoria statica non richiede alcun clock, ha ingressi e uscite TTL compatibili sia durante il modo lettura che programma e ha un'uscita three-state con capacità OR-tie.
La ETC 2732 viene fornita in package DIL a 24 pin con coperchio trasparente ed è pin compatibile con le ET 2716, ET 2732, ET 2764 e ETC 2716.

THOMSON-CSF COMPONENTI
Via M. Gioia, 72
Milano

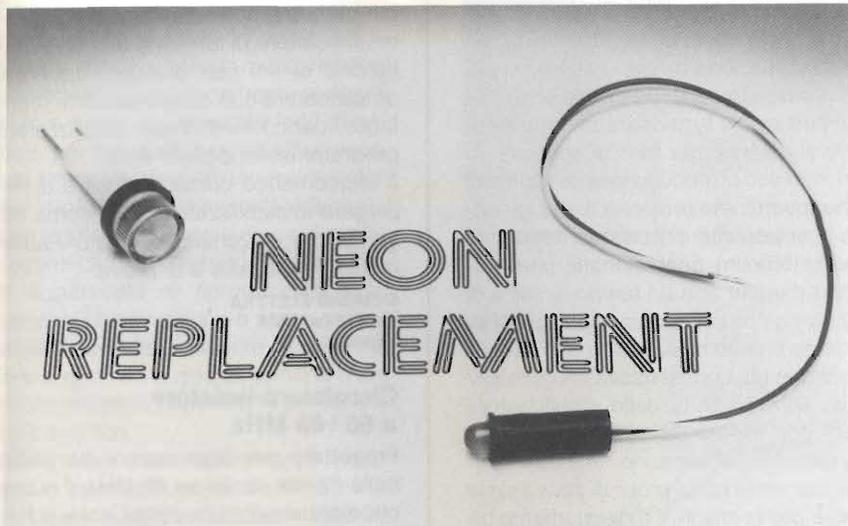
Potenziometro a comando rettilineo

È il potenziometro serie 500 della Duncan, intercambiabile con tipi prodotti da altre Ditte.
Le sue caratteristiche principali sono: 2 canali, corsa di 10,5 cm, temperatura massima di impiego di 85 °C, vita prevista pari a 10^6 operazioni.
Il potenziometro può essere fornito con caratteristica lineare (tolleranza ± 1%) oppure audio, con connettore o con conduttori lunghi 60 cm, e a richiesta con interruttore di fine-corsa o con molla di richiamo.

RACOEL
C.so di Porta Romana, 121
Milano

Convertitore D/A a 12 bit

La Motorola ha introdotto un DAC da 12 bit ad alta velocità, l'MC3412/3512, che impiega una avanzata tecnologia bipolare monolitica e resistori a film sottile per fornire caratteristiche di stabilità e precisione in temperatura, unitamente ad un veloce settling time.
I limiti garantiti di guadagno e di errore di offset rispettivamente di ± 0,25% fondo scala e ± 0,05% fondo scala sono ottenuti sul wafer senza regolazioni esterne, mediante taratura laser della rete resistiva a film sottile.
Il grado di non linearità è specificato in tutto il campo di temperatura nei limiti di ± 1/2 LSB su 12 bit. Un nuovo sistema innovativo di commutazione del bit assicura che il settling time sia inferiore a 400 ns su ± 1/2 LSB.
Studiato per minimizzare il numero di componenti esterni, il convertitore include un riferimento interno di precisione di 10V ed una gamma di resistori bipolari. Con l'aggiunta di un amplificatore operazionale esterno, la precisione della rete resistiva fornisce un ampio campo di tensione di uscita regolata, nei campi 0 ÷ 5V o 0 ÷ 10V, ± 2,5, ± 5, ± 10V.
Un piedino di controllo delle soglie CMOS/TTL permette di selezionare sia i livelli logici CMOS che TTL all'ingresso

COMPONENTI

LED per pannelli indicatori prodotti nei colori rosso, ambra, giallo o verde.

dati. Assemblato in un contenitore DIP ceramico a 24 pin, l'MC3412/3512 è pin compatibile con il convertitore digitale/analogico AD563 e AD565 ed è disponibile nei campi di temperatura standard e militare.

MOTOROLA
V.le Milanofiori, C2
Assago (MI)

LED per pannelli indicatori

È disponibile dalla Data Display Products una vasta gamma di LED che possono sostituire direttamente le lampade al neon quando si desidera avere indicatori a lunga durata.
I LED hanno resistori di limitazione della corrente incorporati e raddrizzatori per il funzionamento con tensioni di alimentazione di 110 o 220 V (50 o 60 Hz).
Questi LED ad alta efficienza possono essere prodotti nei colori rosso, ambra, giallo o verde.
Per quanto riguarda il package sono disponibili i tipi snap-in e cartridge, con o senza zoccoli.
Grazie alla costruzione allo stato solido, la durata prevista per questi LED è di 10 anni.
La potenza luminosa per le lampade LED da pannello rosse ad angolo largo, quando funziona a 110 V con un assorbimento di 3 mA, è di 5 mcd. A 220 V e con 2 mA, l'uscita è di 3 mcd.

Data Display Products
P.O. Box 91072
Los Angeles, CA 90009 (USA)

Diodi ad alta tensione a valanga

Dalla Divisione Energia della MEDL è disponibile tutta una serie di gruppi di diodi a.t. a valanga.
La serie HTZ è disponibile in due forme - incapsulata in blocchi con giunti a maschio e femmina filettati o come costruzione aperta a bagno d'olio per applicazioni ad alta tensione.
La disponibilità di tensioni fino a 100 kV rende la gamma HTZ adatta per utilizzi in trasmettitori radio, impianti radar, impianti a raggi X, precipitatori elettrostatici, ecc.
Tutti i tipi sono studiati per evitare l'effetto corona e sono disponibili le gamme da 0,7 a 4,1 A.

SISRAM
C.so Matteotti, 55
Torino

Convertitore A/D da 40 μs

È stato annunciato dalla National Semiconductor un convertitore analogico-digitale del tipo ad approssimazioni successive, con un errore massimo pari a ± 1/2 LSB oppure ± 1 LSB.
Il convertitore ADC0844 ha un tempo di conversione massimo di 40 μs e contiene il clock internamente.
L'errore totale comprende l'errore di non linearità e gli errori di fondo scala e di zero.
Il nuovo convertitore può essere facilmente interfacciato con tutti i microprocessori e può essere utilizzato in modo raziometrico oppure con una tensione di riferimento fissa per applicazioni in sistemi che richiedono una particolare precisione. Inoltre il riferimento di tensione può essere ridotto e regolato per permettere la conversione di segnali con variazione ridotta e sempre con una precisione di 8 bit.
Non è richiesta alcuna regolazione per lo zero o per il fondo scala; il dispositivo accetta una variazione del segnale di ingresso da 0 a 5V, pur alimentato con una tensione singola di 5V. L'ADC0844 può operare con i segnali di controllo di un gran numero di microprocessori.
Latches di uscita tri-state pilotano direttamente il bus dati e permettono al dispositivo di essere configurato sia come locazione di memoria o di I/O; non è quindi richiesta alcuna logica di interfaccia.
Il convertitore è compatibile CMOS/TTL sia in ingresso che in uscita; l'assorbimento è di soli 12,5 mW massimi ed è racchiuso in un contenitore standard dual-in-line a 20 pin.
L'ADC0844 contiene un multiplexer analogico a 4 canali che può essere configurato in 3 modi differenti: differenziale, con massa in comune oppure pseudo-differenziale. Ciascun modo può essere selezionato caricando il latch d'indirizzamento del multiplexer con l'opportuno indirizzo. La flessibilità degli ingressi permette al convertitore di maneggiare segnali con riferimento a massa oppure con una tensione di riferimento arbitraria.

NATIONAL SEMICONDUCTOR
Via Solferino, 19
Milano

Divisore a 6 vie 0,75 - 3 GHz

La Norsal Industries produce un divisore di potenza a 6 vie con ampiezza equalizzata, che copre il range di frequenza da 0,75 a 3 GHz.
Le specifiche complete del divisore 8862 comprendono: bilanciamento dell'ampiezza di 0,6 dB per finestra, bilanciamento di fase 3 porte 6° finestra, perdite di inserzione inferiori a 1,2 dB, isolamento maggiore di 20 dB, VSWR di 1,35 per tutte le porte. La potenza media RF è 2W con $Z_L = \infty$, 10W con $Z_L = 2$, 50W con $Z_L = 1{,}2$.

Norsal Industries
85 D Hoffmann Lane South
Central Islip, N.Y. 11722 (USA)

STRUMENTAZIONE

Power meter a microonde

Il misuratore di potenza 6950 della Marconi Instruments è di tipo analogico con una dinamica di 50 dB, è di facile impiego ed è dotato di un indicatore con scala a specchio per eliminare errori di parallasse.
Un oscillatore di riferimento stabile a 50 MHz e 0 dBm permette la calibrazione col sensore in modo semplice e rapido.
La stabilità dello zero evita continui riazzeramenti con conseguente risparmio di tempo e riduzione di errori nella lettura.
Il tempo di risposta è variabile manualmente da 30 ms a 30 s. Lo strumento è compatto e facilmente trasportabile con il sensore dentro il pannello di copertura frontale e può essere utilizzato per 8 ore mediante il set di batterie opzionali interne. Durante l'impiego con alimentazione da rete le batterie possono ricaricarsi. Si possono impiegare fino a 50 m di cavo fra lo strumento ed il sensore.

MARCONI ITALIANA
Via Palmanova, 185
Milano

Amplificatore operazionale bipolare di potenza

Lo stabilizzatore BOP (Bipolar Operational Power Supply) D 2407, realizzato dalla Siemens, è un amplificatore operazionale bipolare di potenza per impieghi su 4 quadranti, comandabile a distanza mediante un bus IEC.
Nel primo e nel terzo quadrante l'apparecchio funziona da generatore, nel secondo e nel quarto da carico elettronico; può inoltre funzionare da amplificatore di potenza per fonti di segnale.
Un ingresso di modulazione consente di sovrapporre alla tensione di uscita tensioni analogiche di qualsiasi forma.
L'amplificatore operazionale, che funziona a vuoto con un tempo di salita di 30 µs, ha una potenza di uscita di 100W max ed è stato realizzato in due esecuzioni con tensioni di uscita fino a ± 32V o ± 64V. L'uscita dello stabilizzatore BOP può essere disinserita (stand-by); in questo caso vengono "staccati" galvanicamente sia le prese di carico sia le prese per i sensori. Il funzionamento bifilare o quadrifilare può essere selezionato premendo un apposito tasto. Per regolare la tensione e la corrente di uscita con comando a distanza o a mano, si può effettuare l'impostazione numerica di valori di riferimento, richiamo di coppie di valori memorizzati in precedenza.
Il D 2407 può assolvere le funzioni di generatore di tensione, generatore di tensione normale, generatore di corrente per segnali del valore di soglia per comparatori e circuiti digitali, amplificatore per generatori di funzioni con curve di qualsiasi forma, amplificatore del segnale di un generatore di funzioni per ottenere una potenza di uscita maggiore, simulatore di tensione di rete, simulazione di reti con diverse frequenze, amplificatore con controreazione regolabile, carico elettronico, stabilizzatore programmabile digitalmente.
Il telecomando consente inoltre di impiegare lo stabilizzatore BOP come alimentatore universale in stazioni automatiche di misura e di prova.

SIEMENS ELETTRA
Via F. Filzi, 25/A
Milano

Amplificatore operazionale bipolare di potenza D 2407 per impieghi su quattro quadranti. Nel primo e nel terzo quadrante l'apparecchio funziona da generatore, nel secondo e nel quarto da carico elettronici.

Circolatore-isolatore a 66÷88 MHz

Progettato per applicazioni da 250W nella banda da 66 ad 88 MHz, il nuovo circolatore-isolatore della Celwave R.F. è disponibile con terminazioni da 15 a 300 W o con nessuna terminazione per l'impiego come circolatore.
Le specifiche del dispositivo comprendono un isolamento Fo minimo di 25 dB, una larghezza di banda per un isolamento di 20 dB del 2,5% con perdite di inserzione massime di 0,5 dB, perdite di ritorno input/output di 10 dB e un range di temperatura di funzionamento da 0 a 60 °C.

Celwave R.F.
Route 79
Marlboro, NJ 07746

Distributore a barre per segnali audio-video

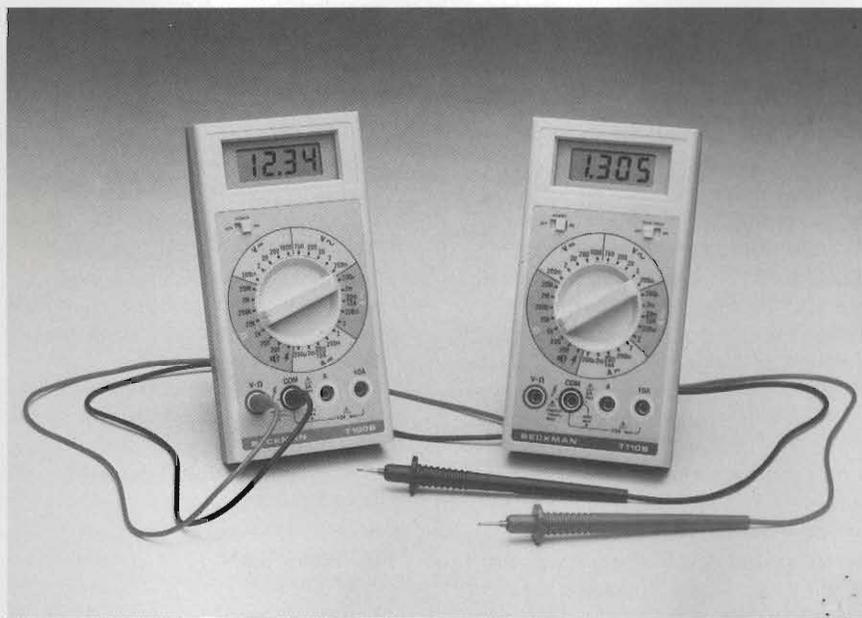
Il distributore a barre incrociate a microprocessore, realizzato dalla Siemens, consente di trasmettere segnali televisivi in bianco e nero (BAS) o a colori (FBAS) e, a scelta, anche segnali audio. Gli apparecchi di riproduzione che possono essere collegati al sistema sono molti. La fonte video può essere costituita da tutti gli apparecchi con uscita video.
Questi distributori rappresentano una specie di centralina tra telecamere e monitor e vengono impiegati soprattutto in quegli impianti dove è necessario collegare una o parecchie telecamere a diversi monitori. La larghezza di banda video, superiore a 25 MHz, consente una trasmissione ottimale dell'immagine la cui riproduzione è inoltre esente da rumore, grazie all'elevato rapporto segnale/disturbo di 75 dB.
Il nuovo distributore, gestito da un microprocessore, smista segnali video e, a scelta, anche audio ai sistemi di trasmissione a maglie ed a matrice. Un

distributore a sbarre incrociate per segnali audio può essere collegato in parallelo al sistema video in modo da poter trasmettere simultaneamente segnali video e audio. Determinate fonti di segnale, per esempio i segnali video ripresi da telecamere o ricevuti via etere oppure le informazioni fornite da videocassette (a scelta anche insieme ai rispettivi segnali audio) possono essere inviati ad apparecchi di riproduzione sotto qualsiasi combinazione o numero. Una tastiera centrale consente di determinare a quali ed a quanti monitori deve essere inviata la rispettiva informazione audio e video.
Il distributore a barre incrociate è realizzato in esecuzione modulare ed i vari moduli sono raggruppati in un telaio da 19". Il distributore è adatto anche per trasmettere radiografie e segnali video secondo la nuova tecnica a 1249 righe (elevata risoluzione), e può essere inoltre collegato ad impianti video assistiti da calcolatore.

SIEMENS ELETTRA
Via F. Filzi, 25/A
Milano

Monitor e vettorscopio in una singola unità

Il Tektronix 1740 è stato realizzato per tutti quei paesi che adottano gli standard televisivi NTSC e PAL. La nuova unità fornisce le stesse prestazioni degli attuali waveform monitor 528A e del vettorscopio 1420, ma con le dimensioni ridotte a mezza unità rack e con un prezzo inferiore.
La serie comprende i modelli 1740 (NTSC), 1741 (PAL) e 1742 (PAL-M). Le applicazioni tipiche della serie 1740 comprendono il monitor del segnale video nelle unità di controllo camere, i ponti VTR, le consolle di commutazione, le stazioni mobili e le produzioni in esterni. Le sue caratteristiche chiave per l'impiego nell'industria televisiva sono: due diversi strumenti in una singola unità, l'alimentazione in c.c., la portatilità ed il display luminoso. L'impiego del 1740 viene consigliato quando si hanno problemi di spazio e di alimentazione e quando non è necessario visualizzare contemporaneamente le forme d'onda ed i vettori.
Come per gli strumenti separati, il 1740 possiede tutte le caratteristiche fondamentali di un waveform monitor e di un vectorscope; inoltre ha la visualizzazione del segnale di intervallo verticale per singola linea, una scansione di riga R-Y (asse V con lo standard PAL) per misure differenziali di fase ed il controllo a distanza per la maggior parte degli sweep disponibili sul pannello frontale e per le modalità di risposta dell'amplificatore verticale.

TEKTRONIX
Via Lampedusa, 13
Milano

Multimetri digitali di precisione, che oltre al pratico commutatore multifunzione, hanno gamme e funzioni complete che includono il cicalino di continuità, la prova dei diodi e la misura di corrente fino a 10A.

Generatore di funzioni

La Norma offre con l'FG 3011 un generatore di funzioni portatile, adatto per molteplici impieghi, in grado di fornire le principali forme di segnali, e cioè sinusoidale, triangolare e rettangolare. Le principali caratteristiche che lo contraddistinguono sono: range di frequenza da 0,1 Hz a 1 MHz selezionabile in 6 decadi, wobbling esterno, uscita TTL e a 50 Ω, DC-offset, tutte le uscite flottanti e a prova di corto circuito.
Il generatore FG 3011 consente di effettuare misure di componenti, circuiti e dispositivi in funzione della frequenza e della forma della curva, oltre ad altri tipi di operazioni.
Esso può per esempio determinare le risposte in frequenza di trasformatori, amplificatori, filtri, registratori, altoparlanti.

RICCARDO BEYERLE
Via Monte S. Genesio, 21
Milano

Multimetri digitali di precisione

I multimetri T100B e T110B della serie TB della Beckman, oltre al pratico commutatore multifunzione, hanno gamme e funzioni complete che includono il cicalino di continuità, la prova dei diodi e la misura di corrente fino a 10 A.
Le precisioni di base sono lo 0,5% per il T100B e 0,25% per il T110B. Entrambi sono dotati di protezioni complete.
Il T110B ha inoltre la funzione "Peack Hold" che memorizza la lettura più alta raggiunta durante una misura. Poiché la memorizzazione persiste anche quando si staccano i puntali, tale funzione riassume in sé anche la funzione "Touch Hold"

BECKMAN COMPONENTI
Via Arese, 11
Milano

Misuratore di potenza a microonde

Il misuratore 6960 è stato progettato dalla Marconi Instruments con lo scopo di migliorare le velocità e la precisione nelle misure di potenza. L'utilizzazione del microprocessore consente di combinare l'automazione delle operazioni con la facilità d'uso.
Il funzionamento è completamente automatico, con autorange in ciascuna delle 5 gamme di livello. Esiste la possi-

STRUMENTAZIONE

bilità di autocalibrazione ed autoazzeramento su tutte le gamme per evitare frequenti ritarature, se non nel caso di sostituzione del sensore.
L'autozero viene mantenuto per un tempo praticamente infinito. Il misuratore è completamente programmabile GPIB. Il tempo di risposta sul bus è di 25 ms.
È prevista un'uscita per registratore sufficientemente rapida da potersi usare per livellare sweeper a microonde.
Oltre alla misura della portante non modulata è possibile leggere direttamente anche la potenza di picco per portante impulsata. Il modo dB Rel permette di introdurre qualunque tipo di offset in modo da poter usare il 6090 assieme al suo sensore per effettuare paragoni o per misure nel caso di alte potenze in gioco (basta aggiungere un attenuatore calibrato e inserire da tastiera il valore dell'attenuatore), evitando l'impiego di costosi sensori.
È possibile selezionare l'intervallo di tempo di aggiornamento delle letture in modo da estrarre il livello medio di potenza in presenza di rumore evitando di avere una risoluzione superiore alla precisione di misura.
La precisione del 6960 è di ± 0,5% equivalente a ± 0,02 dB. All'accensione dello strumento è possibile richiamare sia la predisposizione che dettagli di calibrazione memorizzati oppure la configurazione in atto al momento dello spegnimento precedente.

MARCONI ITALIANA
Via Palmanova, 185
Milano

Voltmetro digitale di precisione

La Newport presenta un indicatore digitale di tensione continua per controlli di precisione con gamme da 0 a 400 mV, da 0 a 4V, da 0 a 40V e da 0 a 400V, con una risoluzione di 10 μV.

Voltmetro digitale di precisione dotato anche di allarmi o di alimentatore per ponti a strain gage di trasduttori o celle di carico.

La lettura offre la precisione dell'uno per mille del fondo scala e la misura rimane stabile anche in avverse condizioni di impiego. Le cifre sono alte 14 mm e visibili a distanza.
Il mod. 2004 è previsto con uscite per blocco della lettura anche a distanza, su richiesta, con programmazione dei decimali, segnali BCD isolati ed a memoria ad alta impedenza.
Può essere dotato anche di allarmi o di alimentatore per ponti a strain gage di trasduttori o celle di carico.
A richiesta il voltmetro 2004 è graduabile in unità fisiche, in funzione del segnale di ingresso.
La custodia a norme DIN 98x46 mm è per incasso a pannello.

FASINTERNATIONAL
Via F. Koristka, 10
Milano

Ricetrasmettitore professionale

Il ricetrasmettitore SR-C834N è un portatile compatto e funzionale, progettato per offrire, nonostante le dimensioni ridotte, alte prestazioni.
Le caratteristiche generali dell'SR-C834N prodotto dalla NOV.EL. sono: frequenza di lavoro di 156 ÷ 174 MHz, canalizzazione di 25 kHz, 6 canali, stabilità della frequenza di ± 10 ppm da − 20 a + 60 °C, alimentazione a 11,2 Vcc, potenza RF del trasmettitore di 3W.
L'assorbimento del ricevitore è di 15 mA in stand-by, di 18 mA con SUB-TONO, 150 mA al massimo volume, mentre l'assorbimento del trasmettitore è di 0,4 A con uscita RF 1 W LO e 0,7 A con uscita RF 3 W HI.
L'unità pesa 650 gr con le batterie e misura 173 x 65 x 49 mm. L'SR-C834N è omologato dal ministero P.P.T.T..

Ricetrasmettitore progettato per offrire alte prestazioni nonostante le dimensioni ridotte.

NOV.EL.
Via G. Di Vittorio, 7
Pero (MI)

Contatori elettronici digitali particolarmente adatti a risolvere problemi di automazione e comando su macchine per taglio automatico.

Contatori elettronici digitali

Si tratta della serie in esecuzione economica IMPUCONT della Elesta. La serie comprende esecuzioni con e senza preselezione, con 1 o 2 preselezioni, in conteggio monodirezionale ed una esecuzione in deconteggio particolarmente adatta a risolvere problemi di automazione e comando su macchine per taglio automatico.
Le altre caratteristiche dei contatori IMPUCONT sono: da 2 a 6 decadi visualizzate; entrate impulsi previste per encoder incrementali Elesta (TTL), per contatto e per sensori non amplificati; esecuzioni con batteria in tampone (opzione); alimentazione a 220/110 Vca.
Gli IMPUCONT sono stati realizzati in modo da offrire la massima insensibilità ai disturbi e per questo motivo sono state previste varie possibilità di programmazione interna, al fine di limitare le caratteristiche dei contatori a quelle reali di esercizio.

ELESTA
V.le Giulio Cesare, 20
Como